

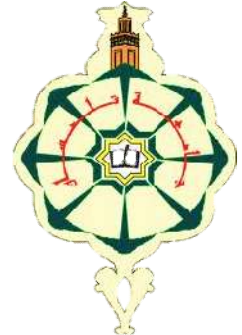
Université Abou Bekr Belkaid
Tlemcen Algérie



جامعة أبي بكر بلقايد

تلمسان الجزائر

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



Mémoire

Présenté

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

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER

Spécialité : “ Réseaux et Systèmes de Télécommunication ”

Présenté par :

BOUANANE Mohammed Mehdi

HADJ SLIMANE Riyadh

ANTENNES MIMO ADAPTATIVES LARGE BANDE BASEES SUR L'ALGORITHME ITERATIF

Soutenu en Juin 2015 devant le Jury :

ZERROUKI HADJ

Maitre de conférences à l'université de Tlemcen

Président

DJENNAS Sidi Ahmed

Maitre de conférences à l'université de Tlemcen

Examineur

BAHRI Sidi Mohammed

Maitre de conférences à l'université de Tlemcen

Encadrant

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2014 - 2015

Remerciements

En premier lieu nous remercions Dieu, le tout puissant pour ses faveurs et ses bontés, de nous avoir donné le courage et la patience pour avoir mené ce travail durant ce semestre.

Nous exprimons nos sincères gratitudee à **Mr S.M. BAHRI** qui a bien voulu nous encadrer ; nous tenons à leur adresser nos vifs remerciements et profondes reconnaissances pour leur disponibilité, leur gentillesse, leurs conseils et leur aimable assistance dont le mérite nous a été utile.

Nos sincères remerciements vont également à **Mr H.ZERROUKI** pour l'intérêt qui a bien voulu soutenir notre travail en acceptant de présider le jury.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi à et **Mr S.A.DJENNAS** qui a bien voulu nous honorer, pour l'efficacité d'être les examinateurs de ce travail.

Nous présentons nos remerciements à l'ensemble des enseignants du département de télécommunications qui ont contribué à notre formation.

Enfin, nous tenons également à remercier tous ceux qui, de près ou de loin, nous ont aidés dans l'élaboration de ce projet.

Dédicaces

Je dédie ce travail.

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

Et la patience.

A mon frère, mes chères sœurs et mes nièces NERMINE & NOURHANE.

A toute la famille BOUANANE

Et surtout à tous mes chers amis

Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs

A toute la promo de RST 2014/2015.

Bouanane Med Mehdi

Dédicaces

Je dédie ce travail A mes chers parents, qui m'ont donné

Tout le courage, la tendresse

Et la patience.

A mon frère et ma chère sœur.

A toute la famille HADJ SLIMANE

Et surtout à tous mes chers amis

Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs

A toute la promo de RST 2014/2015.

Hadj Slimane Riyadh

La demande croissante des services de communication multimédia a poussé les chercheurs pour développer des nouvelles techniques dans le domaine de communications, afin de répondre à ces besoins.

Pour cette raison, on présente dans ce mémoire un système MIMO associé avec la technique large bande WCDMA avec un algorithme adaptatif désigné pour les antennes intelligentes. Cet algorithme est basé sur la maximisation du rapport signal sur bruit. Le WCDMA 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 : WCDMA, CDMA, MIMO, Antennes Intelligentes, Algorithmes Adaptatifs, maximisation du rapport signal sur bruit.

The growing demand for multimedia communications services has led researchers to develop new techniques in the communications field.

For this reason, we present in this work the system MIMO associated with WCDMA broadband technology with an adaptive algorithm designated for smart antennas.

This algorithm is based on maximizing the signal to noise ratio. WCDMA is designed for multiple antennas in order to operate an effective robustness against multipath effects and flexible multi-user, as well as the diversity offered by the MIMO system for mobile radio channels. Our MATLAB simulation in a multipath channel with the presence of interferences can check system performance. Simulation results show that our system is performed well in a multi-path channel.

Key words: WCDMA, CDMA, MIMO, Smart antennas, Adaptive Algorithms.

Remerciements	i
Dédicaces	ii
Résumé	iii
Abstract	iv
Tables des Matières	v
Tables des Figures.....	ix
Acronymes et abréviations	vi
Introduction Générale.....	1
Chapitre 1 : Généralité sur la transmission sans fil	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Les mécanismes de propagation	3
I.2.1 Réflexion et Réfraction.....	4
I.2.2 Diffusion	4
I.2.2.1 Les diffuseurs locaux	4
I.2.2.2 Les diffuseurs lointains	5
I.2.3 Diffraction	5
I.3 Evanouissement à grande échelles (Large Scale Fading)	5
I.3.1. Perte du trajet	6
I.3.2 Effet de masque (Shadowing)	6
I.4 Evanouissement à petite échelles (Small Scale Fading)	6
I.5 Type d'évanouissement à petite échelle.....	7
I.5.1 Evanouissement dû à la dispersion temporelle.....	7
I.5.1.1 Evanouissement non sélectif en fréquence	7
I.5.1.2 Evanouissement sélectif en fréquence	8
I.5.2 Evanouissement dû à la dispersion fréquentielle.....	9
I.5.2.1 Evanouissement rapide	9
I.5.2.2 Evanouissement lent	10
I.6 Modélisation du canal de propagation	11
I.6.1 Canal avec bruit blanc gaussien aditif	11
I.6.2 Canal avec évanouissement	11
I.6.3 Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien aditif (canal de Rayleigh)	11
I.7 Diversité.....	14
I.7.1 Diversité temporelle	14
I.7.2 Diversité de fréquence	14
I.7.3 Diversité de polarisation.....	14
I.8 Conclusion	13

Chapitre 2 : Techniques de transmission large bande

II.1 Introduction.....	14
II.2 La technique CDMA.....	14
II.3 Technique d'étalement de spectre CDMA	15
II.3.1 L'étalement de spectre avec saut de fréquence 'FH'	15
II.3.2 L'étalement de spectre en Séquence Directe 'DS'	15
II.4 La Technique WCDMA	16
II.4.1 Multiplexages	16
II.4.1.1 Mode FDD	16
II.4.1.2 Mode TDD	16
II.4.2 Le scrambling.....	17
II.5 Principe de base du système WCDMA	17
II.5.1 La chaine de Transmission	17
II 5.2 Canaux	18
II 5.2.1 Canaux logique	18
II 5.2.2 Canaux de transport	19
II 5.2.2.1 Canaux dédiés	19
II 5.2.2.2 Canaux communs.....	19
II 5.2.3 Canaux physique	19
II 5.3 WCDMA Uplink / Downlink	20
II 5.3.2 WCDMA Uplink.....	20
II 5.3.2 WCDMA Downlink	20
II.5.4 Codage	21
II.5.4.1 Code d'étalement	21
II.5.4.2 Code d'embrouillage.....	22
II.5.5 Récepteur RAKE	23
II.6 Structure De Trame WCDMA.....	23
II.6.1 Structure De Trame Uplink	23
II.6.2 Structure De Trame Downlink	24
II.6 Avantages et inconvénients de la WCDMA	25
II.6.1 Les Avantages	25
II.6.2 Les Inconvénients.....	25
II.7 Conclusion.....	26

Chapitre 3 : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

III.1 Introduction	27
III.2 Antennes réseaux	27

III.2.1 Définition	27
III.2.2 Réseau linéaire à gradient de phase	28
III.3 Antennes intelligentes	29
III.3.1 Structure d'une antenne intelligente	30
III.3.2 Principe de fonctionnement	32
III.4 Type des antennes intelligentes	32
III.4.1 Systèmes d'antennes à faisceaux commutés	32
III.4.2 Systèmes d'antennes adaptatifs	33
III.4.3 Comparaison	33
III.5 Avantages des antennes intelligentes	34
III.5.1 Augmentation de la capacité	34
III.5.2 Réduction de la taille du motif (RTM)	35
III.5.3 Accès multiple par répartition spatiale SDMA	35
III.6 Formation de voies et annulation d'interférents	35
III.7 Formation de voies optimales.....	36
III.7.1 Techniques basées sur les directions d'incidence de la source utile	36
III.7.2 Technique basée sur un signal de référence.....	36
III.7.3 Les algorithmes adaptatifs	36
III.8 Conclusion	37
Chapitre 4 : Technologie MIMO	
IV.1 Introduction	38
IV.2 Présentation des systèmes multi-antenne	38
IV.3 Capacité des canaux MIMO	39
IV.3.1 Canal SISO	40
IV.3.2 Canal SIMO	40
IV.3.3 Canal MIMO	41
IV.4 Système MIMO à base de codes spatio-temporels	41
IV.4.1 Codage spatio-temporel en treillis	42
IV.4.2 Codes spatio-temporels par blocs	43
IV.5 Système MIMO à base de multiplexage spatial	44
IV.5.1 D-BLAST	44
IV.5.2 V-BLAST	45
IV.5.3 H-BLAST	45
IV.6 MIMO Beamforming	46
IV.6.1 Principe de la formation de faisceaux multiples	46
IV.7 Récepteurs les plus courants	48

IV.7.1 Récepteur linéaire du Forçage à Zéro (ZF)	48
IV.7.2 Récepteur linéaire MMSE	49
IV.7.3 Récepteur V-BLAST	49
IV.7.4 Récepteur du maximum de vraisemblance (MV)	49
IV.8 Conclusion	50
Chapitre 5 : Implémentation des algorithmes itératifs dans une chaîne MIMO_WCDMA	
V.1 Introduction	51
V.2 Etude du système MIMO	51
V.2.1 Paramètres de simulation MIMO	54
V.2.2 Etude du système MIMO beamforming	55
V.2.2 Maximisation du rapport SINR basant sur l’algorithme itératif	55
V.2.3 Influence du nombre d’antennes	56
V.3 Système W-CDMA	56
V.3.1 Emetteur W-CDMA	56
V.3.2 Récepteur W-CDMA	58
V.3.3 Paramètres de simulation	59
V.3.4 Influence du SF sur les performances de la technique W-CDMA	59
V.3.5 Influence du nombre de services sur les performances du système	60
V.4 Système MIMO W-CDMA	61
V.4.1 Etude de système MIMO-WCDMA	62
V.4.2 Paramètres de simulation MIMO	62
V.4.3 Influence du nombre d’antennes sur les performances du système	62
V.4.4 Influence du nombre de trajets sur les performances du système	63
V.4.4.1 Système MIMO-WCDMA 2*2	64
V.4.4.2 Système MIMO-WCDMA 3*3	64
V.4.4.3 Système MIMO-WCDMA 4*4	65
V.4.3.4 Système MIMO-WCDMA 8*8	66
V.4.4 Influence du retard sur les performances du système	65
V.5 Conclusion	65
Conclusion générale	69
BIBLIOGRAPHIE ET REFERENCES	

Figure I.1- <i>Les mécanismes de propagations</i>	5
Figure I.2- <i>Effet à grande échelle et perte de trajet</i>	6
Figure I.3- <i>Canal non sélectif en fréquence</i>	8
Figure I.4- <i>Canal sélectif en fréquence</i>	8
Figure I.5- <i>Evanouissement rapide pour les symboles carrés simples</i>	10
Figure I.6- <i>Evanouissement lent pour les symboles carrés simples</i>	10
Figure I.7- <i>Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien</i>	11
Figure I.8- <i>Modèle d'un canal avec évanouissement</i>	11
Figure I.9- <i>Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien</i>	12
Figure II.1- <i>Technique de la CDMA</i>	15
Figure II.2- <i>Etalement de spectre</i>	16
Figure II.3- <i>Le mécanisme de scrambling</i>	18
Figure II.4- <i>Fonction effectuée par la couche «physique» dans la chaîne de transmission</i>	19
Figure II.5- <i>Modulation Uplink</i>	21
Figure II.6 - <i>Modulation downlink</i>	22
Figure II.7- <i>Arbre des codes OVSF</i>	22
Figure II.8- <i>Utilisation des codes OSVF</i>	23
Figure II.9- <i>Structure de trame pour Uplink DPDCH/DPCCH</i>	24
Figure II.10- <i>Structure de trame pour Downlink DPCH</i>	25
Figure III.1- <i>différentes configurations géométriques des réseaux, linéaires (a), Planaires (b) et circulaire (c)</i>	28
Figure III.2- <i>Représentation d'un réseau linéaire</i>	28
Figure III.3- <i>Schéma représentatif d'un réseau linéaire</i>	28
Figure III.4- <i>Schéma représentatif d'une antenne adaptative</i>	30
Figure III.5- <i>Le principe de base d'une antenne intelligente</i>	31
Figure III.6- <i>Réseau à 4 faisceaux commutables</i>	32
Figure III.7- <i>Réseau adaptatif à 4 éléments</i>	33
Figure III.8- <i>Différence entre un système à commutation de faisceaux et un système adaptatif</i>	34
Figure III.9- <i>Augmentation de la capacité</i>	34
Figure IV.1- <i>Principe d'un système MIMO</i>	39
Figure IV.2- <i>Capacités de systèmes SIMO et MIMO à 4 et 8 antennes par rapport au canal SISO</i>	40
Figure IV.3- <i>Architecture d'un système de codage spatio-temporel</i>	41

Figure IV.4- propose le diagramme de treillis d'un STTC à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $M = 2$.	42
Figure IV.5- Architecture d'un transmetteur D-BLAST.	44
Figure IV.6- Architecture d'un transmetteur V-BLAST.	45
Figure IV.7- Architecture d'un transmetteur H-BLAST.	45
Figure IV.8- Principe de la formation multifaisceaux.	47
Figure IV.9- Système MIMO à fonction de faisceaux multiples à la réception.	48
Figure V.1- Configuration MIMO	51
Figure V.2- Influence du nombre de trajets sur le SINR	55
Figure V.3- Influence du nombres antennes	56
Figure V.4- Transmission sur plusieurs canaux DPDCH	57
Figure V.5- Réception sur plusieurs canaux DPDCH	58
Figure V.6- Comparaison du BER pour une chaine de transmission W-CDMA ($U=6$)	59
Figure V.7- Comparaison du BER pour une chaine de transmission W-CDMA ($SF=32$)	60
Figure V.8- Configuration MIMO W-CDMA	61
Figure V.9- Influence du nombre d'antennes sur les performances du système	63
Figure V.10- Performances du système MIMO $2*2$	64
Figure V.11- Performances du système MIMO $3*3$	65
Figure V.12- Performances du système MIMO $4*4$	66
Figure V.13- Performances du système MIMO $8*8$	66
Figure V.14- Système MIMO $4*4$ pour $L=7$ trajet avec $R=4, 100$.	67

2G	2eme Génération
AMRC	Accès Multiple à Répartition par Codes
AMRT	Accès Multiple à Répartition dans le Temps
BCCH	Broadcast Control CHannel
BCH	Broadcast CHannel
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CCCH	Common Control CHannel
CDMA	Code Division Multiple Access
CPCH	Common Packet CHannel
CSTT	Codage Spatio-Temporel en Treillis
CTC	Common Traffic CHannel
D-BLAST	Diagonal - Bell Laboratories Layered Space Time
DCCH	Dedicated Control CHannel
DCH	Dedicated CHannel
DPCCH	Dedicated Physical Control CHannel
DPDCH	Dedicated Physical Data CHannel
DS	Direct Sequence
DSCH	Downlink Shared CHannel
DTCH	Dedicated Traffic CHannel
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
FACH	Forward Access CHannel
FDD	Frequency Division Duplexing
FH	Frequency Hopping
H-BLAST	Horizontal- Bell Laboratories Layered Space Time
MCTM	Multiple Trellis Coded Modulation
MIMO	Multi Input Multi Output
MISO	Multi Input Single Output
MV	Maximum de Vraisemblance
OSIC	Ordered Successive Interference Cancellation)
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor Code
PCCH	Paging Control CHannel

Acronymes et Abréviations

PCH	P aging C hannel
QPSK	Q uadrature P hase S hift K eyping
RACH	R andom A ccess C hannel
RFMC	R éutilisation des F réquences dans la M ême C ellule
RSB	R apport S ignal sur B ruit
RSIB	R apport S ignal sur I nterférent plus B ruit
RTM	R éduction de la T aille du M otif
SDMA	S patial D ivision M ultiple A ccess
SIMO	S ingle I nput M ultiple O utput
SISO	S ingle I nput S ingle O utput
SNR	S ignal-to- N oise R atio.
STC	S pace- T ime C oding
STTC	S pace T ime T rellis C ode
TDD	T ime D ivision D uplex
TDMA	T ime D ivision M ultiple A ccess
TEB	T aux d'Erreur B inaire
TFCI	T ransport F ormat C ombination I ndicator
TFI	T ransport F ormat I ndicator
TPC	T ransmission P ower C ontrol
FBI	F eed B ack I nformation.
UMTS	U niversal M obile T elecommunications S ystem
V-BLAST	V ertical- B ell L aboratories L ayered S pace T ime
WCDMA	W ideband C ode D ivision M ultiple A ccess
ZF	Z ero F orcing

INTRODUCTION GENERALE

Depuis quelques années, l'utilisation des services des applications multimédias comme la voix, des textes, des photos, des vidéos et l'accès d'internet devient de plus en plus réponde, et aussi la demande de transfert rapide d'informations et de fiabilité de la communication à travers les systèmes de communication sans fils explose.

Au niveau de technologie, les ingénieurs de conception des systèmes radio sont soumis a 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). Cependant ils cherchent à optimiser la qualité de service et à diminuer les problèmes rencontrés lors de la conception et la mise en œuvre de leurs systèmes.

En 1997 , les chercheurs de laboratoire Bell en établie une nouvelle technologie qui permet d'augmenter sensiblement l'efficacité des systèmes mobiles, cette technologie est connue sous la technologie MIMO (Multiple input Multiple output) est déjà utilisé par les équipements de type routeurs ou box Internet .elle a le potentiel d'augmenter considérablement les capacités des transmissions hertziens, et ont ainsi développés cette architecture allant du multiplexage spatiale aux code spatio-temporelle qui nous permet d'augmenter la qualité et le débit du signal d'information et améliorer incroyablement les performance des systèmes de transmission. A cet effet , la technique de transmission large bande WCDMA de la norme UMTS s'est imposée comme méthode de traitement utile aux besoins. L'un des éléments essentiels de cette dernière est le fait que les informations issues de différentes sources indépendantes puissent être multiplexées efficacement sur un même support de transmission

Les besoins des opérateurs de réseaux sont de baisser les coûts d'exploitation des réseaux sans pour autant restreindre la diversité ou la qualité de leurs services, qui sont pour eux des facteurs de différenciations essentiels. Il est alors nécessaire de trouver une voie d'évolution qui permette aux opérateurs et aux usagers de bénéficier de la richesse des services tout en maintenant, voire en abaissant, le coût global d'exploitation des systèmes de télécommunication.

Organisation du document

Le mémoire élaboré est constitué de cinq chapitres:

1. Dans le premier chapitre nous allons décrire quelque généralité sur la transmission sons fil 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 étudier la méthode d'accès multiple par répartition de code (CDMA). Ensuite, nous allons détailler la technique W-CDMA qui permet de gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication multimédia.
3. Dans le troisième chapitre nous allons présenter en détails les concepts liés aux systèmes d'antennes intelligentes. Un survol sur le mode de fonctionnement ainsi, les concepts liés aux systèmes des communications mobiles des antennes intelligentes dans le but de faire une projection sur l'objectif des travaux
4. Dans quatrième chapitre , nous allons voir 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 seront présentés.
5. Dans le dernier chapitre, nous allons décrire la technologie MIMO et la technique de transmission W-CDMA. En utilisant une programmation MATLAB, nous allons montrer l'influence du nombre d'antennes pour l'amélioration des performances du signal reçu. Dans ce contexte nous présentons l'association de système MIMO-WCDMA. 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. En conclusion générale, nous ferons un résumé des cinq chapitres.

CHAPITRE I

Généralité sur la transmission sans fil

I.1 Introduction

La communication sans fil constitue un domaine très évolutif dans les systèmes de communication. Cette évolution constante des technologies sans fil change considérablement le cours de vie des humains, leurs travaux et leurs distractions. La prolifération des petits objets communicants sans fil fait de cette technologie une partie intégrante de la vie quotidienne.

Le succès obtenu au niveau du grand public peut se comprendre, par comparaison avec la communication filaire, par la mobilité offerte et la disposition d'une connectivité commode. En plus, les réseaux sans fil sont généralement faciles à déployer et permettent de relier des utilisateurs se trouvant dans des zones difficiles d'accès. Ainsi, émetteurs et récepteurs dans ces réseaux sont reliés par un médium de transmission dénommé le canal radio.

Cependant, il y a deux aspects fondamentaux des communications sans fil qui font de ces systèmes un problème intéressant et de challenge : le phénomène d'évanouissement et les interférences. Ces phénomènes dégradent généralement la qualité et le débit des systèmes de communication sans fil.

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

I.2 Les mécanismes de propagation

La propagation de l'onde peut se faire en espace libre ou hors espace libre. En espace libre, l'onde se propage en trajet direct et cette propagation suit la loi de FRIIS (appelée aussi équation des télécommunications).

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

Où P_e et P_r sont respectivement les puissances émises et reçues, G_e et G_r sont les gains de l'émetteur et du récepteur dans la direction de propagation, d la distance séparant l'émetteur et le récepteur et λ la longueur d'onde.

Hors espace libre, les mécanismes de propagation les plus importants observés sont la réflexion, la réfraction, la diffraction et la diffusion. Ces phénomènes, dus à des obstacles dans le milieu de propagation, peuvent provoquer des changements d'amplitude, de phase et de direction de propagation de l'onde. Ces phénomènes dépendent aussi de la taille de l'obstacle par rapport à la longueur d'onde. Ils peuvent être décrits

en termes de combinaison de mécanisme simple opérant sur des ondes planes [1]. Ils sont décrits ci-après et sont illustrés dans la **Figure I.1**.

I.2.1 Réflexion et Réfraction

Ces deux phénomènes apparaissent lorsque la taille de l'obstacle est grande comparée à la longueur d'onde et que l'obstacle a de petites irrégularités. Ils interviennent lorsque les ondes rencontrent une surface séparant deux milieux de perméabilités et de permittivités différentes. La réflexion de l'onde arrive lorsque l'onde rencontre une surface plate. La partie de l'onde renvoyée dans une direction privilégiée dans le même milieu que l'onde incidente est l'onde réfléchie. Le coefficient de réflexion est défini comme le rapport de l'amplitude de l'onde réfléchie par celle de l'onde incidente. La partie de l'onde incidente transmise dans l'autre milieu avec une autre direction résulte du mécanisme de réfraction et elle constitue l'onde réfractée. Ce phénomène de réfraction est spécialement important pour la propagation à l'intérieur des bâtiments.

La somme des ondes réfléchies et réfractées est différente de l'onde incidente car les multiples réflexions causent des atténuations à cause des pertes [1].

I.2.2 Diffusion

La diffusion est similaire à la réflexion mais elle est le mécanisme qui surgit quand la surface n'est pas lisse. C'est un phénomène très important pour les communications sans fil. Les obstacles doivent avoir des dimensions du même ordre de grandeur ou inférieures à la longueur d'onde. L'onde réfléchie devient dispersée sur un grand nombre de points de cette surface. Ceci réduit l'énergie dans la direction spéculaire et augmente l'énergie émise dans d'autres directions.

Le degré de dispersion dépend de l'angle d'incidence aussi bien que de la nature de la surface en comparaison à la longueur d'onde. La position de l'obstacle par rapport à l'émetteur et au récepteur a une influence et permet de définir deux types de diffuseurs : les diffuseurs locaux et les diffuseurs lointains [1].

I.2.2.1 Les diffuseurs locaux

interviennent lorsque les obstacles sont proches de l'émetteur ou du récepteur. S'ils se trouvent du côté du récepteur, ils occasionnent un grand étalement angulaire des échos et un étalement temporel faible. Tandis que s'ils se trouvent proches de l'émetteur, on enregistre de faibles étalements angulaires et temporels [1].

I.2.2.2 Les diffuseurs lointains

Désignent les obstacles éloignés à la fois de l'émetteur et du récepteur. Ils donnent lieu à des trajets multiples caractérisés par un fort étalement temporel [1].

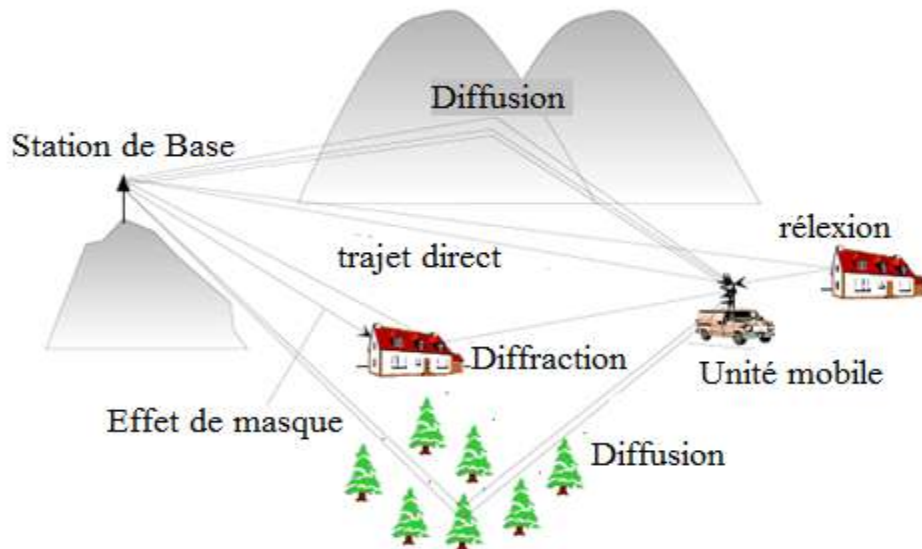


Figure I.1-Les mécanismes de propagations.

I.2.3 Diffraction

Dans bien des cas, le chemin entre la station de base et le mobile est obstrué ce qui empêche un chemin en ligne directe entre le mobile et la station de base. Le principal mécanisme de propagation qui apparaît, quand les ondes électromagnétiques n'arrivent pas à traverser les obstacles, est la diffraction. Ces obstacles ont une dimension faible comparée à la longueur d'onde ou l'obstacle doit posséder des arêtes vives. L'atténuation du niveau du signal comparée à l'atténuation en espace libre peut être très significative et la portée maximale du lien sera très réduite [1].

I.3 Evanouissement à grande échelles (Large Scale Fading)

La Figure I.2 montre l'effet à grande échelle de l'atténuation du signal dans un environnement de propagation radio mobile. Comme l'indique la Figure, l'atténuation dans la propagation radio mobile inclut la perte du trajet et l'effet de masque (Shadowing). La perte du trajet est due à la séparation physique entre l'émetteur et le récepteur. L'effet de masque (Shadowing) est la variation de la puissance reçue qui résulte de l'atténuation du signal due à des obstacles localisés entre l'émetteur et le récepteur [2].

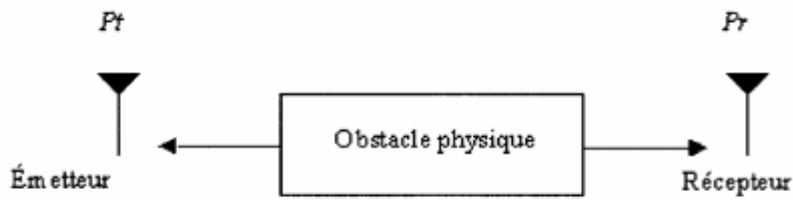


Figure I.2-Effet à grande échelle et perte de trajet.

I.3.1. Perte du trajet

la perte moyenne du trajet due aux effets à large échelle entre un émetteur et un récepteur

$$PL(dB) = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (I.2)$$

Avec PL : perte du trajet d : distance qui sépare l'émetteur du récepteur et d_0 est la distance de référence déterminée par des mesures près de l'émetteur : n étant l'exposant de la loi de perte de puissance [3].

I.3.2 Effet de masque (Shadowing)

Le "shadowing" ou l'effet de masque variant très lentement et qui est lié à la topologie générale du terrain (collines, reliefs, obstacle) .les mesures ont démontré que pour n'importe quelle valeur d , la perte du trajet est variable aléatoire avec une distribution log-normal

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (I.3)$$

Avec X_σ étant une variable aléatoire gaussienne de moyenne zéros, avec un écart type σ . l'effet de masque est représenté par une variable aléatoire qui suit généralement une distribution log-normale. Ce phénomène se produit sur un nombre élevé de points de mesure ayant la même distance séparant l'émetteur du récepteur. En pratique, les valeurs de n et σ sont déterminées de façon à minimiser l'erreur entre la valeur estimée et la valeur mesurée [3].

I.4 Evanouissement à petite échelles (Small Scale Fading)

Les variations à petites échelles d'un signal mobile peuvent être reliées directement à la réponse impulsionnelle du canal radio mobile. La réponse impulsionnelle est une caractérisation à large bande du canal qui contient toutes les informations nécessaires pour simuler et analyser n'importe quel type de transmission radio à travers le canal. Ceci résulte du fait que le canal radio mobile peut être modélisé comme un filtre linéaire avec une réponse impulsionnelle qui varie avec le temps. La nature du filtrage du canal est causée par la somme des amplitudes et des délais de plusieurs ondes arrivant à différents instants du temps. La réponse impulsionnelle est une caractérisation utile pour le canal, puisqu'elle peut

être utilisée pour prédire et comparer les performances des différents systèmes de communication mobile et les largeurs de bande de transmission pour une condition du canal mobile particulier [3].

I.5 Type d'évanouissement à petite échelle

La dispersion temporelle et fréquentielle sont caractérisées par les paramètres (temps de cohérence T_c , le déplacement maximal de doppler f_m , bande cohérence B_c , écart type σ_t).

Dépendamment de la relation entre ces paramètres et les paramètres du signal (largeur de bande B_s , période de symbole T_s , différents signaux subiront différents types d'évanouissements .on distingue alors deux types d'évanouissement :

- évanouissements dus à la dispersion temporelle.
- évanouissements dus à la dispersion fréquentielle.

La dispersion temporelle et fréquentielle, sont complètement indépendantes l'une de l'autre. Ainsi, nous pouvons distinguer quatre effets possibles : deux effets basés sur les dispersions temporelles et deux autres basés sur la dispersion fréquentielle .les effets basés sur les dispersions temporelles sont, soit des évanouissements non sélectifs en fréquence, soit des évanouissements sélectifs en fréquence. Pour les effets basés sur les dispersions fréquentielles, nous distinguons des évanouissements lents et des évanouissements rapides [2].

I.5.1 Evanouissement dû à la dispersion temporelle

Les dispersions temporelles dues aux multi trajets permettent au signal de subir, soit un évanouissement sélectif en fréquence soit un évanouissement non sélectif en fréquence [2].

I.5.1.1 Evanouissement non sélectif en fréquence

Si le canal radio mobile admet une réponse impulsionnelle avec un gain constant et une phase linéaire dans une bande plus large que la bande du signal transmis, alors le signal reçu subira un évanouissement non sélectif en fréquence. Historiquement, ce type d'évanouissement est le type le plus utilisé et le plus décrit dans la littérature. Dans un évanouissement non sélectif en fréquence, la structure multi trajets du canal est telle que les caractéristiques du signal transmis restent préservées dans le récepteur. Par contre, le niveau du signal reçu change avec le temps à cause de la fluctuation de gain du canal causée par les multi trajets. Les caractéristiques d'un canal non sélectif en fréquence sont illustrées dans la **Figure I.3** [4].

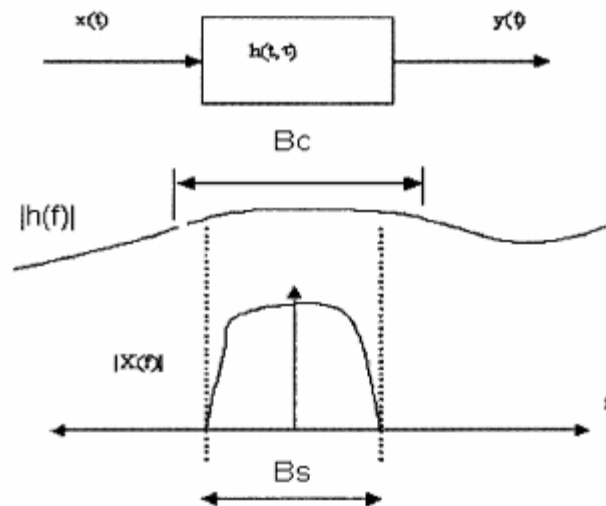


Figure I.3-Canal non sélectif en fréquence.

Pour résumé, un signal subit un évanouissement non sélectif en fréquence si :

$$B_s \ll B_c \text{ (I.4)}$$

Et

$$T_s \gg \sigma_\tau \text{ (I.5)}$$

Où T_s est la période de symbole, $B_s = 1/T_s$ est la largeur de bande de signal transmis tandis que B_c et σ_τ représente respectivement la bande cohérente et l'écart de retard du canal [2].

I.5.1.2 Evanouissement sélectif en fréquence

Si le canal admet une réponse impulsionnelle avec un gain constant et une phase linéaire dans une bande plus étroite que la bande du signal transmis alors le canal crée un évanouissement sélectif en fréquence sur le signal transmis. L'évanouissement sélectif en fréquence est dû à la dispersion temporelle des symboles transmis dans le canal.

Ainsi le canal introduit une interférence inter symbole (ISI) ce type d'évanouissement est illustré dans la **Figure. I.4** [4].

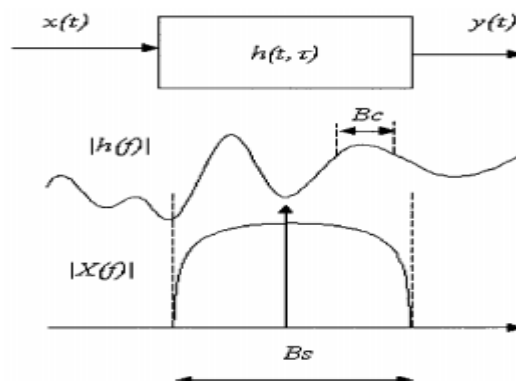


Figure I.4-Canal sélectif en fréquence.

Pour l'évanouissement sélectif en fréquence, le spectre du signal transmis recèle une bande plus large que la bande de cohérence B_c du canal. Dans le domaine fréquentiel, le canal devient sélectif en fréquence lorsque le gain est différent pour différentes composantes fréquentielles [2]. Pour résumer, un signal subit un évanouissement sélectif en fréquence si

$$B_s \gg B_c \text{ (I.6)}$$

Et

$$T_s \ll \sigma_\tau \text{ (I.7)}$$

I.5.2 Evanouissement dû à la dispersion fréquentielle

Les dispersions fréquentielles causées par l'écart de Doppler permet au signal de subir soit un évanouissement lent, soit un évanouissement rapide.

I.5.2.1 Evanouissement rapide

Dépendamment de la vitesse de variation du signal relativement à celle du canal, un canal peut être classifié comme un canal à évanouissement rapide, ou comme un canal à évanouissement lent. Dans un canal à évanouissement rapide, la réponse impulsionnelle du canal change rapidement à l'intérieur de la période du symbole du signal transmis.

Ceci cause une dispersion fréquentielle (également appelée évanouissement sélectif dans le temps) due à l'écart Doppler qui engendre une distorsion du signal. Un signal subit un évanouissement rapide si

$$T_s \gg T_c \text{ (I.8)}$$

Et

$$B_s \ll B_d \text{ (I.9)}$$

Où T_s est la période de symbole et $B_s = 1/T_s$ La largeur de bande de signal transmis, tandis que T_c et B_d représente respectivement le temps de cohérence et la bande Doppler du canal, Ce type d'évanouissement est illustré à la **Figure I.5** [4].

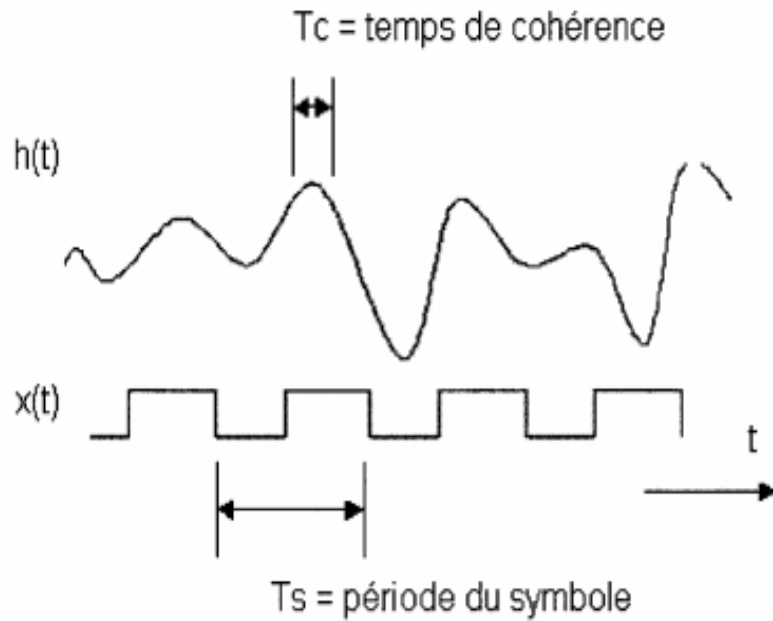


Figure I.5-*Evanouissement rapide pour les symboles carrés simples.*

I.5.2.2 Evanouissement lent

Dans un canal à évanouissement lent, la réponse impulsionnelle du canal change avec un taux plus lent que le signal de bande de base transmis . Ce type d'évanouissement est illustré à la **Figure I.6** [3]. Dans ce cas le canal peut être considéré comme statique sur un ou plusieurs intervalles de l'inverse de bande ainsi, un signal subit un évanouissement lent si

$$T_s \ll T_c \text{ (I. 10)}$$

Et

$$B_s \gg B_d \text{ (I. 11)}$$

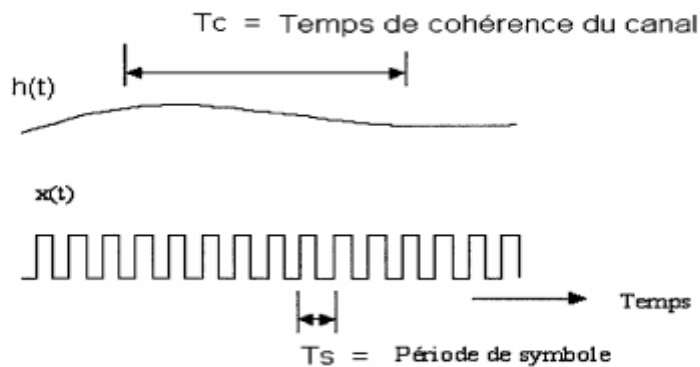


Figure I.6-*Evanouissement lent pour les symboles carrés simples.*

I.6 Modélisation du canal de propagation

Il existe une multitude de modèles des canaux de propagations. Dans cette étude nous nous intéressons aux types de canaux suivants [5] :

I.6.1 Canal avec bruit blanc gaussien aditif

Le modèle du canal avec bruit blanc gaussien aditif (BBGA) est le plus simple des modèles. Le signal reçu $r(t)$ est la résultante du signal $s(t)$ avec l'ajout du bruit $n(t)$ modélisé par une fonction de densité de probabilité gaussienne définie comme suit :

$$f_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} \quad (\text{I. 12})$$

Avec x : variable aléatoire, μ : moyenne, σ : variance.

Ce canal est décrit par l'équation :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (\text{I. 13})$$

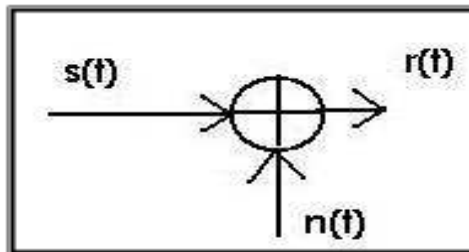


Figure I.7-Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien.

I.6.2 Canal avec évanouissement

Dans ce type de canal, seuls les évanouissements qui affectent les signaux sont pris en compte. Il est décrit par l'équation :

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) \quad (\text{I. 14})$$

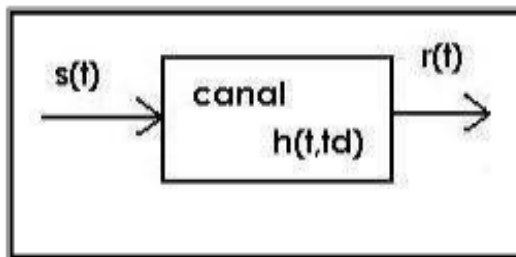


Figure I.8-Modèle d'un canal avec évanouissement.

I.6.3 Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien aditif (canal de Rayleigh)

Ce canal modélise à la fois un évanouissement et un BBGA, c'est-à-dire il regroupe les deux canaux décrits précédemment. Ce canal théorique peut également modéliser un canal sélectif en fréquence (et éventuellement en temps) pour lequel nous avons procédé à une modulation/démodulation OFDM. Ce modèle est décrit par l'équation :

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) + n(t) \text{ (I.15)}$$

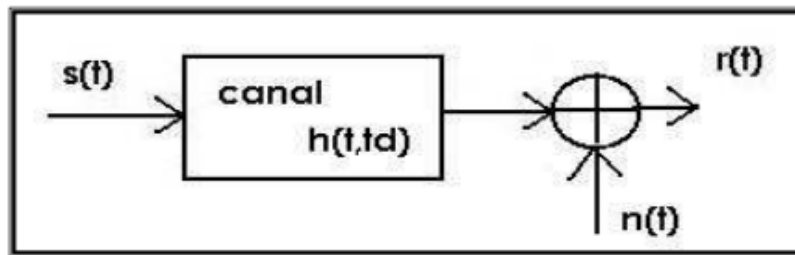


Figure I.9-Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien.

I.7 Diversité

En présence de multi-trajets, l'évanouissement à petite échelle dégrade la performance des systèmes de transmission. Pour lutter contre cet évanouissement, il est nécessaire de répéter la même information sur différentes liaisons de transmission en supposant qu'il existe une forte probabilité d'avoir au moins l'une de ces liaisons qui ne subissent pas de fortes atténuations. Le récepteur est capable de recevoir plusieurs versions du signal émis à travers différents canaux. Pour avoir un bon gain de diversité, l'évanouissement dans un canal devrait être non corrélé par rapport aux autres canaux et la puissance moyenne disponible dans chaque canal devrait être quasi identique. En réception, les signaux traversant ces canaux et ils sont combinés d'une certaine manière afin de réduire l'évanouissement.

De ce fait, les techniques de diversité se révèlent comme un outil très important pour combattre les évanouissements [6]. Il existe quatre types de diversité exploit

I.7.1 Diversité temporelle

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

I.7.2 Diversité de fréquence

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

I.7.3 Diversité de polarisation

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

I.8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de décrire les réseaux de transmission sans fil. Nous avons présenté une description des canaux que nous utiliserons dans ce mémoire, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles. Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elle soit temporelle, spatiale ou encore fréquentielle. Dans le chapitre II nous allons décrire le concept de la techniques d'Accès Multiple à Répartition par Codes a large bande WCDMA

CHAPITRE II

Techniques de transmission large bande

II.1 Introduction

Le développement des systèmes de communication est limité par les contraintes de capacité, définies par le besoin, sans cesse croissant d'augmenter le nombre d'accès simultanés au canal de transmission. Dans les systèmes de communication modernes, le spectre étalé, joue un rôle de plus en plus important jour après jour grâce à ses avantages inhérents comme l'immunité de bruit et également ses applications pratiques comme des communications mobiles dans CDMA. Cette technique utilise l'étalement de spectre par séquence directe DS afin de permettre la transmission simultanée de signaux issus de plusieurs utilisateurs à l'intérieur d'une même bande de fréquence, tout en assurant un taux d'interférence inter-utilisateur assez faible.

En suite, nous passerons à la description détaillée de la technique W-CDMA qui se base sur la CDMA mais utilise une bande passante plus large ce qui implique des débits supérieurs en passant par toutes les étapes dont les plus importantes concernent la génération des codes d'étalement et celui de l'embrouillage [7].

II.2 La technique CDMA

L'Accès Multiple à Répartition par Codes (AMRC), appelé aussi Code Division Multiple Access (CDMA), est une technique basée sur la répartition par codes. Dans cette technique d'accès multiple, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels. En effet, chaque utilisateur est différencié du reste des utilisateurs par un code N qui lui a été alloué au début de sa communication et qui est orthogonal au reste des codes liés à d'autres utilisateurs. Dans ce cas, pour écouter l'utilisateur N , le récepteur n'a qu'à multiplier le signal reçu par le code N associé à cet utilisateur [8].

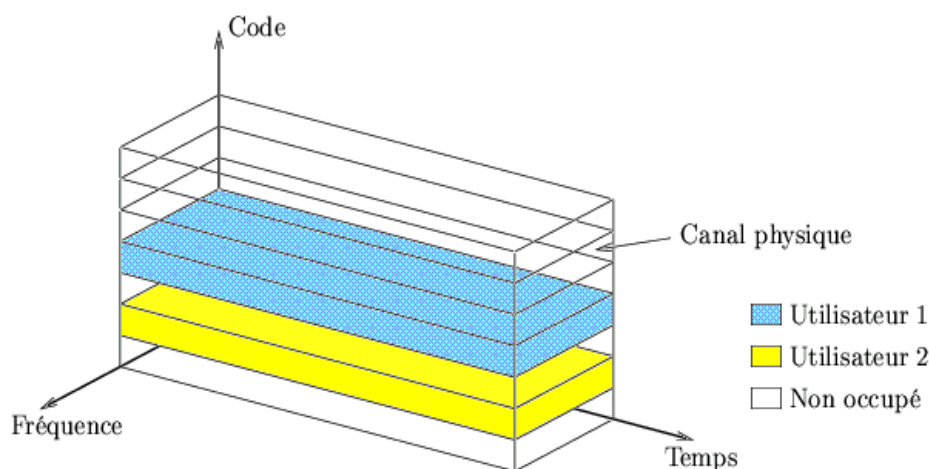


Figure II.1-*Technique de la CDMA.*

II.3 Technique d'étalement de spectre CDMA

La technique d'étalement de spectre permet de transmettre un signal d'information sur une largeur de bande plusieurs fois supérieure à la largeur de bande minimale que le signal demandé. Pour cette raison, l'étalement de spectre est aussi considéré comme une forme de modulation. Dans un système à étalement de spectre, le signal transmis est « étalé » à partir d'un code indépendant du message d'information. Après s'être synchroniser avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour « désétalement » le signal et pouvoir par la suite récupérer le message d'information [7].

II.3.1 L'étalement de spectre avec saut de fréquence 'FH'

Dans ce système, on fait de l'évasion de fréquence : la clé de chaque utilisateur code pour une suite de fréquences qui feront alternativement office de porteuse. Ce système ressemble à un multiplexage fréquentiel dans lequel l'attribution des fréquences varierait rapidement (par rapport au débit d'information à transmettre) [9].

II.3.2 L'étalement de spectre en Séquence Directe 'DS'

Parmi les différentes techniques d'étalement de spectre, nous nous intéressons à celle qui est la plus couramment utilisée, à savoir, l'étalement de spectre par séquence directe. Elle consiste à multiplier le message d'information numérique par un code pseudo aléatoire, aussi appelé signature, dont le débit numérique est supérieur à celui du message. Ainsi, la largeur de bande occupée par le signal émis est beaucoup plus importante que celle occupée par le message à transmettre. En notant T_d la durée d'un symbole et T_c celle d'un chip du code d'étalement tel que $T_d = \alpha T_c (\alpha \in N)$, le signal émis a une largeur de bande $B = 1/T_c$ supérieure à celle du message à transmettre $B' = 1/T_d$.

Le rapport entre ces deux largeurs de bande définit le gain ou la séquence d'étalement G_e :

$$G_e = B/B' = T_c/T_d \quad (\text{II.1})$$

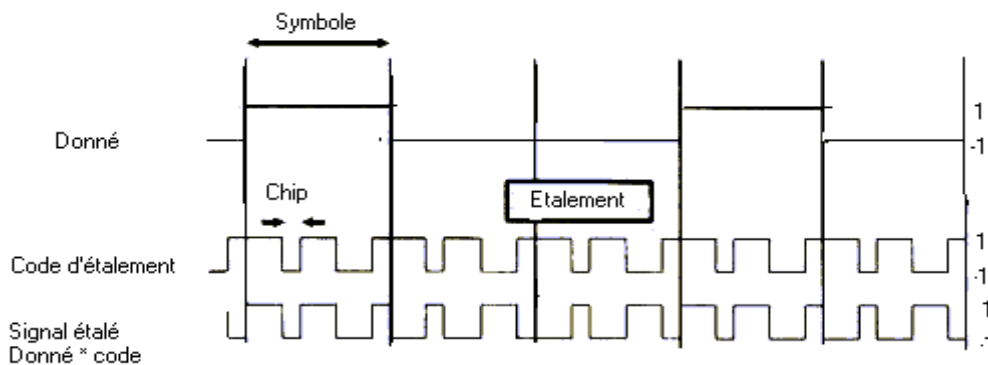


Figure II.2- Multiplication du signal information avec un code pseudo aléatoire.

En réception, pour récupérer l'information, le récepteur doit effectuer la même opération, il génère la même séquence d'étalement est la multiplie au signal reçu bit par bit. Les données codées par cette séquence sont restaurées alors que les données des autres utilisateurs restent étalées.

Ceci permet de diminuer le niveau de bruit pour le signal en bande de base : Plus l'étalement est important, plus les interférences ne sont pas éliminées [9].

II.4 La Technique WCDMA

Le WCDMA se base largement sur le CDMA, utilisant une bande passante plus large, ce qui permet d'accroître le débit total de transmission. Pour optimiser les ressources radio, il propose deux modes de fonctionnement, selon le type de multiplexage. De plus, le WCDMA applique une autre opération essentielle, le brouillage (scrambling) [10].

II.4.1 Multiplexages

Il existe deux modes de multiplexages :

II.4.1.1 Mode FDD

Le mode FDD-WCDMA utilise en UMTS deux bandes passantes, l'une pour le sens montant (uplink), l'autre pour le sens descendant (downlink) avec un débit chip élevé (4,096 Mchip/s), et une bande de fréquences importante (4,4 à 5 MHz), ce qui permet de bénéficier d'une bonne diversité de fréquences dans la plupart des environnements, et de s'affranchir des évanouissements liés aux trajets multiples.

Le W-CDMA utilise un facteur d'étalement variable (de 4 à 256) permettant de supporter facilement une large gamme de débits de services, avec une bonne qualité [10].

II.4.1.2 Mode TDD

Le mode TDD-WCDMA n'utilise qu'une bande passante de 5 Mhz divisée en intervalles (time slot), elle est utilisée pour les deux sens. Elle comprend donc une composante AMRT (Accès Multiple à Répartition dans le Temps) fondée sur la trame GSM, (qui fait appel au TDMA) en plus de la séparation par code. Ce concept offre une large gamme de débits de service en allouant plusieurs codes ou plusieurs intervalles de temps à un utilisateur [10].

II.4.2 Le scrambling (embrouillage)

Cette opération effectuée par l'émetteur permet de séparer les différents signaux d'un même terminal ou d'une même station de base. Réalisée juste après l'étalement, elle ne modifie pas la bande passante ni le débit, elle se limite à séparer les différents signaux les uns des autres. Ainsi, l'étalement peut-être effectué par plusieurs émetteurs avec le même code de canalisation sans compromettre la détection des signaux par le récepteur. Notons qu'il existe un arbre de codes de canalisation pour chaque code de scrambling. Cela signifie que différents émetteurs peuvent utiliser leurs arbres de codes indépendamment.

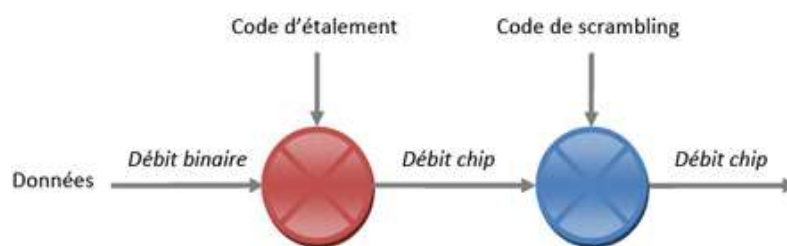


Figure II.3-Le mécanisme de scrambling.

La Figure II.3 précédente présente les opérations d'étalement et de scrambling ainsi que l'impact de ces derniers sur le débit utilisateur. Notons que le scrambling n'a pas d'influence sur le débit chip introduit par l'étalement [10].

II.5 Principe de base du système WCDMA

II.5.1 La chaîne de Transmission

Une partie importante dans le W-CDMA est la chaîne de transmission des données qui sera réalisée à l'aide des composants analogiques et numériques. Tout d'abord, le W-CDMA incorpore l'étalement de spectre en émission et la procédure inverse en réception. Ensuite, cette chaîne de transmission met en place des techniques très souples de multiplexage. En effet, ces techniques permettent de gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication.

Dans la Figure II.4, nous pouvons voir les différentes opérations de traitement du signal utilisées dans la chaîne de transmission W-CDMA. Les fonctions de multiplexage et de codage canal s'appliquent aux bits délivrés par les couches supérieures à la couche « physique ». Une fois les *chips* présentes, ces derniers subissent des traitements du signal spécifiques pour pouvoir être transmis à travers le canal. Auparavant, les bits sont convertis en symboles et subissent l'opération d'étalement de spectre qui va les transformer en *chips*.

Ce sont ces *chips* qui sont transmis par l'antenne de l'émetteur après être modulés et placés sur une fréquence porteuse. Les fonctions inverses sont mises en place à la réception [11].

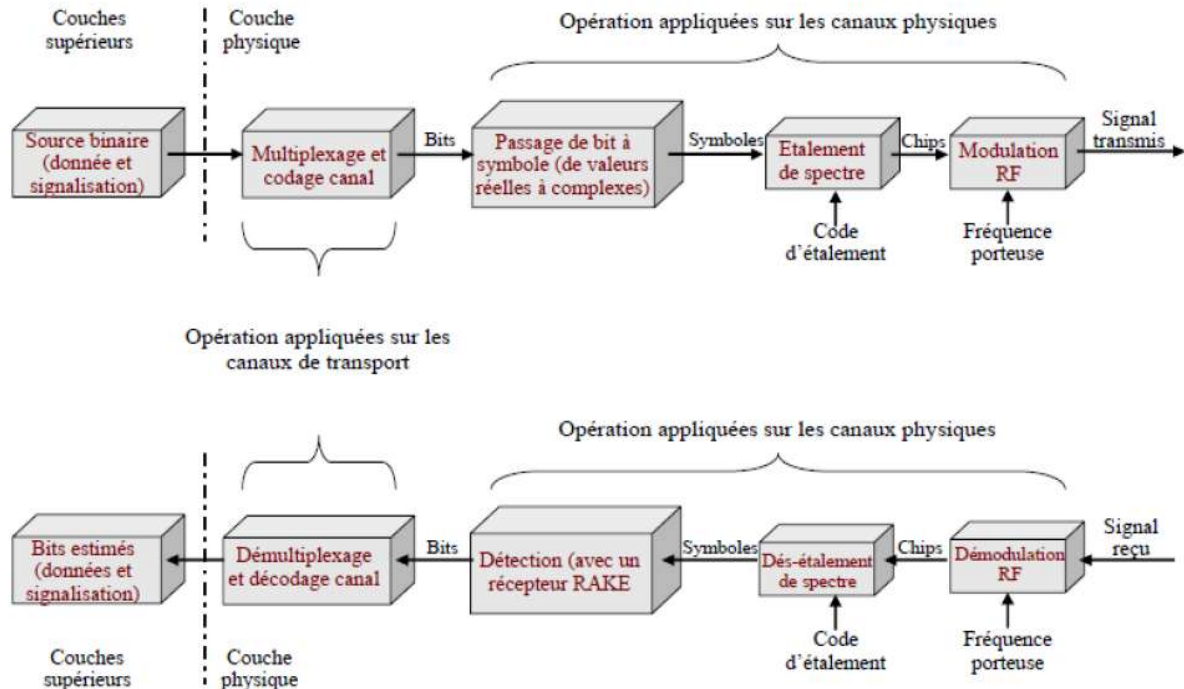


Figure II.4-Fonctions effectuées par la couche « physique » dans la chaîne de transmission.

II 5.2 Canaux

Les canaux sont simplement un outil permettant de spécifier et d'écrire les divers services de communication et de données liées. Pour cela plusieurs types de canaux ont été définis pour les différents types de fonctions.

Ils sont classés en trois catégories: logique, transport et canaux physiques [12].

II 5.2.1 Canaux logique

Les canaux logiques sont le point d'accès aux services de la couche MAC, Ils sont utilisés pour le transfert des informations dans le plan de signalisation et le plan usager.

- Broadcast Control Channel (BCCH), (downlink): fournit tous les paramètres de base.
- Paging Control Channel (PCCH). (downlink): utilisé pour les messages de radiomessagerie.
- Dedicated Control Channel (DCCH), (uplinks and downlinks): transport d'information de contrôle.

- Common Control Channel (CCCH), (uplinksand downlinks):transfère d'information de commande.
- Dedicated Traffic Channel (DTCH), (uplinksand downlinks) : utilisé pour transporter des données de l'utilisateur ou de la circulation.
- Common Traffic Channel (CTCH), (downlink) : utilisé pour transférer des informations.

II 5.2.2 Canaux de transport

Le canal de transport caractérise comment les données sont transportées sur l'interface aérienne .Chaque canal de transport est accompagné par l'indicateur de format de transport (TFI). Les Canaux de transport sont divisés en canaux communs et canal dédié. La principale différence réside dans le fait qu'un canal commun est une ressource partagée par différents utilisateurs d'une même cellule alors qu'un canal dédié est une ressource identifiée par un certain code ou une certaine fréquence réservée à un seul utilisateur [12].

II 5.2.2.1 Canaux dédiés

Il existe un seul canal dédié (DCH) qui est utilisé dans la liaison montante et descendante pour transférer des données à un utilisateur particulier. Chaque utilisateur a son propre DCH [12].

II 5.2.2.2 Canaux communs

- Broadcast Channel (BCH), (downlink).
- Forward Access Channel (FACH),(down link)
- Paging Channel (PCH) (downlink).
- Random Access Channel (RACH), (uplink).
- Uplink Common Packet Channel (CPCH), (uplink).
- Downlink Shared Channel (DSCH) (downlink).

II 5.2.3 Canaux physique

Ce sont les ressources utilisées sur l'interface radio pour la transmission des informations. Ils servent à :

- Alerter un utilisateur ou le réseau.
- Contrôlent l'information entre le réseau et l'utilisateur et inversement.

Ils sont divisés en deux sous-groupes émis en parallèle :

- Dedicated Physical Control Channel (DPCCH) (up and downlink):Cette chaîne comporte des informations de commande vers et depuis l'équipement utilisateur.

- Dedicated Physical Data Channel (DPDCH) (up and downlink): Ce canal est utilisé pour transférer des données utilisateur.

II 5.3 WCDMA Uplink / Downlink

II 5.3.2 WCDMA Uplink

Dans l'uplink, la modulation de données DPDCH et DPCCH est la (BPSK) binaire. La branche I porte un canal appelé le DPDCH qui est un mélange de trafic utilisateur et la signalisation de commande. Le facteur d'étalement pour DPDCH varie entre 4 et 254.

La branche Q porte le canal de commande physique dédié (DPCCH). DPCCH porte les bits de pilote, contrôle de puissance (TPC), feed-back en mode indicateur (FBI) et indicateur de combinaison de format de transport TFCI. Les symboles bipolaires de données dans les branches I et Q sont indépendamment multipliés avec des différents codes de canalisation [11].

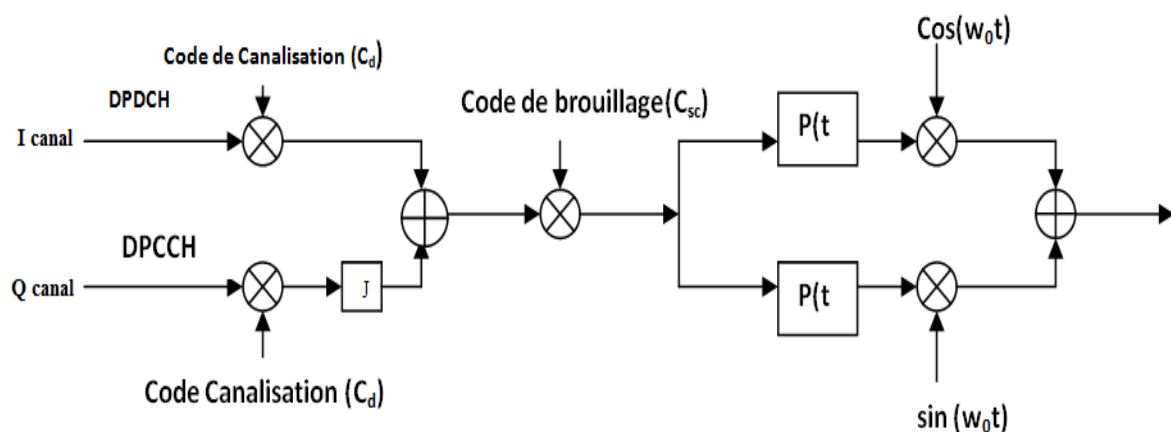


Figure II.5- WCDMA Uplink.

Le signal résultant est multiplié par un code complexe de brouillage. Le code complexe de brouillage est une signature unique de la station mobile. Ensuite, le signal brouillé est traité en formant des impulsions. Des filtres de cosinus sont utilisés pour la formation d'impulsion.

II 5.3.2 WCDMA Downlink

Dans downlink, la modulation de données QPSK est utilisée. Ce type de modulation permet la transmission de deux bits par symbole ou, plutôt de deux chips. Chaque paire de deux bits est convertie en série/parallèle et injectée dans les branches I et Q respectivement. La liaison descendante WCDMA est constituée d'un DPCH c'est à dire DPCCH et DPDCH DPCH passe à travers une conversation de série parallèle et transmet les données

alternativement à deux flux. Le courant supérieure de symboles bipolaire est appelé la phase dans la branche I et le flux inférieur de symboles est appelé quadrature dans la branche Q.

Les symboles bipolaires de données dans les branches I et Q sont multipliés avec des codes de canalisation similaire.

Le signal résultant est multiplié par un code complexe de brouillage. Le code complexe de brouillage est une signature unique de la station mobile. Ensuite, le signal brouillé est traité en formant des impulsions. Des filtres de cosinus sont utilisés pour la formation d'impulsion.

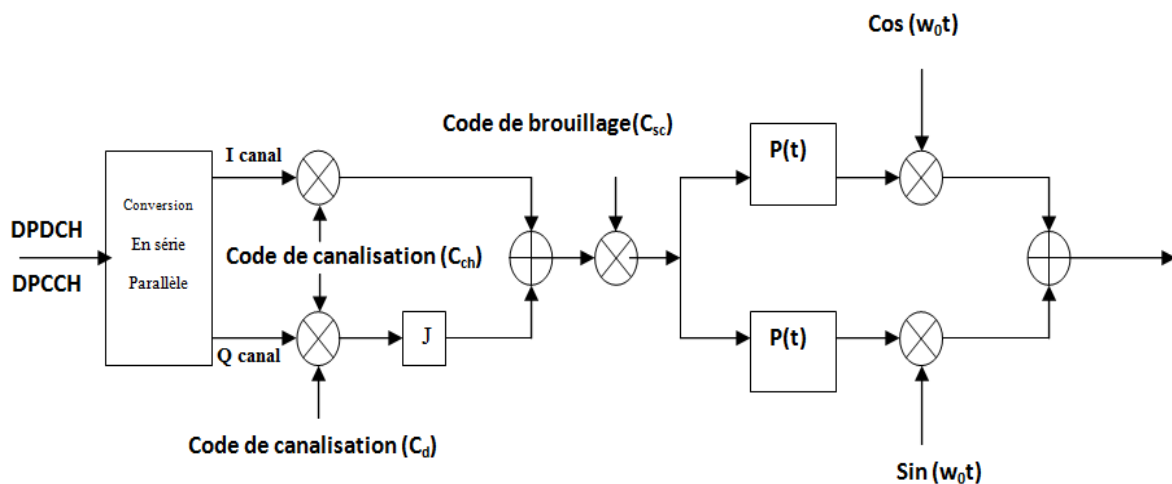


Figure II.6-WCDMA downlink.

II.5.4 Codage

II.5.4.1 Code de canalisation

Chaque utilisateur possède un code, il est donc nécessaire de n'avoir aucune interférence entre ceux-ci. Pour cela, nous utilisons des codes orthogonaux dits codes OVFSF (Orthogonal Variable Spreading Factor Code) afin de modifier le facteur d'étalement et de conserver l'orthogonalité des différents codes d'étalement. Ces codes sont définis par un arbre OVFSF où chaque nœud possède 2 fils. Les codes des 2 fils sont issus du code de leur père commun, c'est-à-dire que leur code est composé par le code du père et de son complémentaire. L'arbre des codes OVFSF ainsi créé peut être représenté sous la forme de la matrice de Hadamard [11].

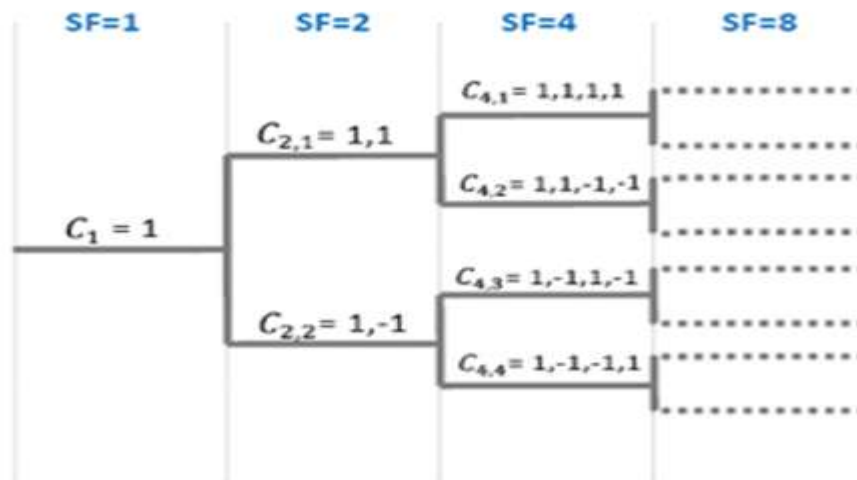


Figure II.7- Arbre des codes OVSF.

La Figure II.7 ci-dessus, montre la relation entre le facteur d'étalement et le nombre de codes disponibles pour un étalement donné. Il est important de savoir que le facteur d'étalement SF détermine la longueur du code. Le nombre de bits dans les trames des canaux dédiés pour le transfert des données est calculé par l'intermédiaire de la relation suivante :

$$SF = \frac{256}{2^k} \quad \text{avec } 0 \leq k \leq 6 \text{ (II. 2)}$$

Dans un tel arbre, il n'est pas possible d'utiliser tous les codes OVSF simultanément. Comme nous l'avons vu, le code de chaque nœud est déterminé en fonction du code du nœud père. Cela implique que pour une branche, les codes ont une relation entre eux, ce qui empêche l'utilisation d'autres codes lorsque l'un d'entre eux est utilisé.

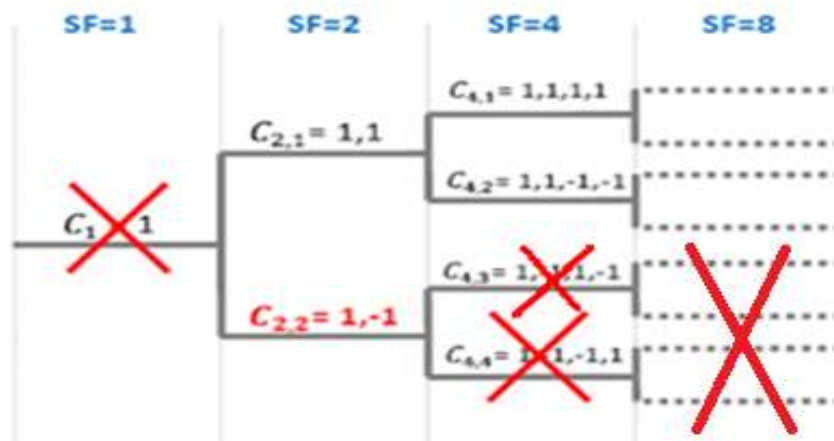


Figure II.8- Utilisation des codes OSVF.

La Figure II.8 ci-dessus indique le code utilisé, ce qui empêche tous les autres codes de la même branche d'être utilisés. Cette règle impose une contrainte forte sur les

disponibilités des canaux pour le haut-débit, ce qui implique que le nombre d'utilisateurs simultanés en téléchargement de données est limité [11].

II.5.4.2 Code d'embrouillage

Le signal étalé par les codes de canalisation est multiplié chip par chip par un autre code dit d'embrouillage. Ce code fait partie des codes pseudo-aléatoires dont les propriétés d'intercorrélation sont supérieures à celles obtenues par les seuls codes de canalisation.

➤ Dans la voie descendante, les codes d'embrouillage permettent d'identifier une cellule. Il existe donc un code unique d'embrouillage par cellule.

➤ Dans la voie montante, les codes d'embrouillage sont utilisés non seulement pour améliorer les propriétés statistiques des codes de canalisation, mais aussi pour différencier les utilisateurs présents dans une même cellule [11].

II.5.5 Récepteur RAKE

Un récepteur RAKE est un récepteur radio permettant de contrer les phénomènes d'évanouissements dus aux trajets multiples. Il est constitué de plusieurs sous-récepteurs appelés "doigts". Chaque doigt permet de désétaler le signal reçu selon l'un des différents trajets pris en compte.

Le principal paramètre qui guide les performances et la complexité du récepteur RAKE est le nombre de doigts considérés.

La banque de doigts du récepteur RAKE est l'ensemble des doigts utilisés pour désétaler le signal reçu. Dans chaque doigt, le signal reçu est corrélé avec le code d'étalement sur une période correspondante au facteur d'étalement. La fonctionnalité mathématique d'un doigt de RAKE n'est pas très complexe, mais son implantation est très importante si nous considérons la performance, l'extensibilité et la flexibilité globale de la partie bande de base du récepteur [11].

II.6 Structure De Trame WCDMA

II.6.1 Structure De Trame Uplink

Le canal DPCCCH utilise une structure à 15 *slots* sur une durée de trame radio de 10 ms. Cela représente une durée de *slot* de 2560 chips. Chaque *slot* possède quatre champs utilisés pour transmettre les bits *pilot*, l'indicateur TFCI, les bits TPC (*Transmission Power Control*) et les bits FBI (*Feedback Information*). Les bits *pilot* sont utilisés pour l'estimation du canal au niveau du récepteur pour véhiculer les commandes de contrôle de puissance

downlink. Les bits FBI sont utilisés quant à eux de la diversité de transmission est mis en place sur le sens descendant. Il existe en fait six structures de slots différentes pour le canal Uplink DPCCH. Les champs FBI et TFCI peuvent en effet être constitués de 1 ou 2 bits ou même être absents. Les champs *pilot* TPC sont toujours présents mais leurs longueurs varient en fonction de celles des champs FBI et TFCI, si bien que le slot DPCCH est toujours complètement utilisé [13]. Il est préférable de transmettre avec un seul canal DPDCH aussi longtemps possible, et cela toujours pour des raisons d'efficacité de l'amplificateur de puissance.

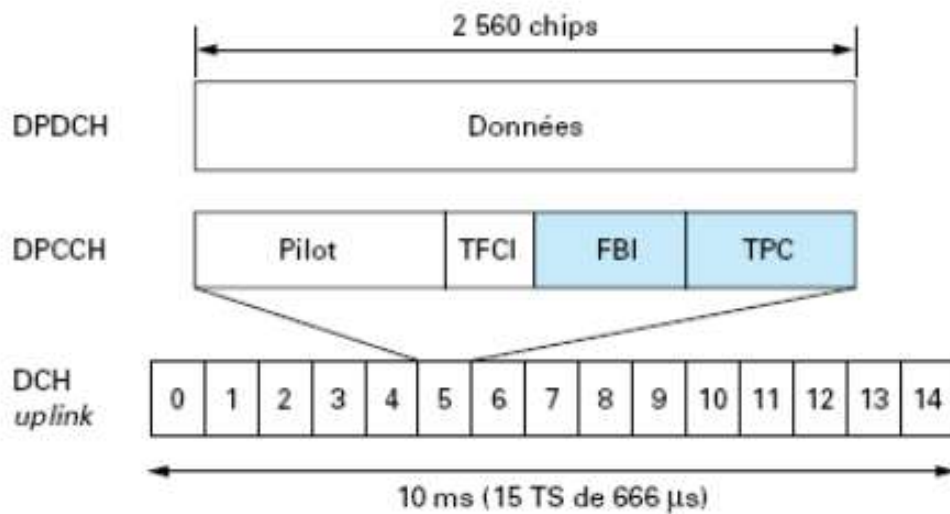


Figure II.9-Structure de trame pour Uplink DPDCH/DPCCH.

II.6.2 Structure De Trame Downlink

Le canal dédié downlink est transmis sur le canal physique DDPCH (*Downlink Dedicated Physical Channel*). Ce canal downlink DPCH applique un multiplexage temporel sur les informations de contrôle et les données utilisateurs.

Le facteur d'étalement utilisé pour le débit maximum détermine le code de canalisation à réserver. Deux façons de transmission à débit variable peuvent être implémentées :

- Dans le cas où l'indicateur TFCI est absent, les positions des bits DPDCH dans la trame sont fixées. Les débits faibles sont implémentés grâce à une transmission discontinue réalisée en interrompant périodiquement la transmission.

- Dans le cas où l'indicateur TFCI est disponible, il est possible d'utiliser des positions variables et c'est au réseau de sélectionner le mode de fonctionnement à utiliser. Avec des positions variables, il est possible de conserver une transmission continue.

Le **Figure II.10** montre la structure principale de trame pour le downlink. Comme dans l'uplink, chaque trame de 10 ms est coupée en 15 slots. Chaque slot est formé par

2560 bits (chips), correspondant à une période de commande de puissance. La longueur de la super-frame est 720 ms, c'est à dire une super -frame correspond à 72 trames [13].

Dans ce sens, les données ne sont transmises que sur une des voies de la modulation QPSK, il y a donc moins de bits de données portés par chaque symbole de communication.

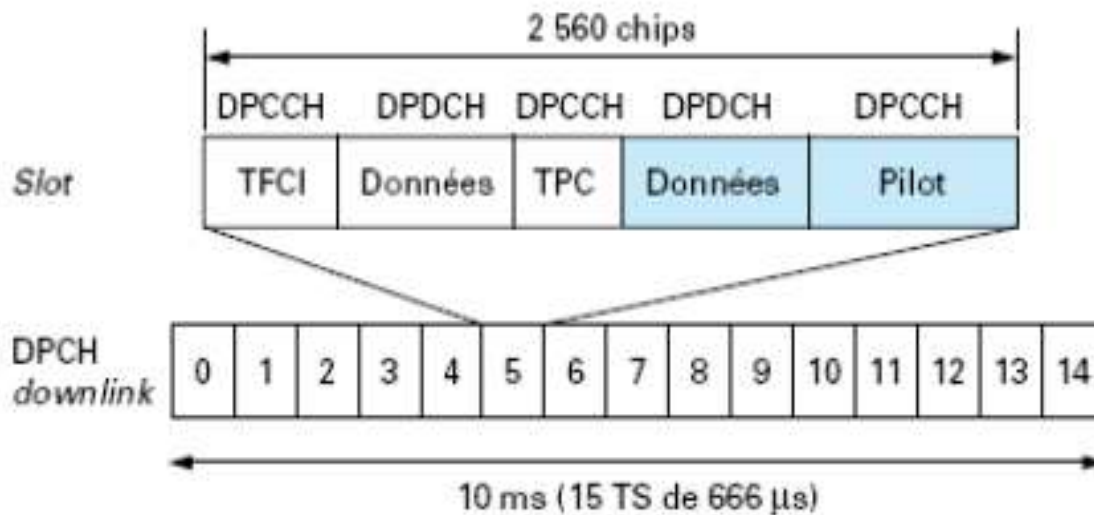


Figure II.10- Structure de trame pour Downlink DPCH.

II.6 Avantages et inconvénients de la WCDMA

II.6.1 Les Avantages

En comparaison avec les systèmes 2G, le WCDMA a de nombreux avantages dont les principaux sont [14]:

- Moins de risque de perturber des systèmes à bande étroite
- Meilleure sécurité.
- Moindre sensibilité aux interférences extérieures, les brouilleurs étant réduits lors du désétalement.
- Possibilité de partage de la bande par plusieurs émetteurs.
- Utilisation d'antennes adaptatives.

II.6.2 Les Inconvénients

➤ Les trajets multiples

La transmission des ondes dans un canal est caractérisée par de multiples réflexions, diffractions et atténuations du signal. Ces phénomènes sont provoqués par les obstacles de

l'environnement tels que les immeubles ou les montagnes, la conséquence est l'existence de trajets multiples. Ainsi, le signal peut mettre plus ou moins de temps à arriver au niveau du récepteur en fonction du parcours qu'il emprunte [14].

➤ **Le Fast-Fading**

Si des ondes empruntent plusieurs parcours ayant une différence de longueur égale à une demi-longueur d'onde, elles arrivent au récepteur quasiment au même instant. Or elles sont déphasées d'une demi-longueur et ont la propriété de s'annuler mutuellement. Cette annulation de signal due aux trajets multiples est appelée fast-fading et peut intervenir lorsque le récepteur est immobile ou se déplace à faible vitesse [14].

➤ **L'effet near-far**

Un mobile émettant à une puissance trop élevée peut empêcher tous les autres mobiles de la cellule de communiquer car le premier "éblouirait" le récepteur. Cet effet near-far peut être constaté par exemple par un émetteur au pied de la station de base et d'autres en périphérie. Ces derniers, dont la puissance arrive au récepteur érodé par la distance, seront masqués par le signal du premier. Pour remédier à ce problème important, il est impératif d'établir un mécanisme de contrôle de puissance [14].

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons commencé par un rappel sur la technique d'accès multiple par répartition en code CDMA et une description détaillée de l'étalement de spectre par séquence directe utilisée dans cette technique, qui est la base des systèmes de troisième génération. Par la suite nous avons décrit la chaîne de transmission WCDMA qui met en place des techniques très souples de multiplexage. En effet, ces techniques permettent de gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication multimédia. Dans le processus de formation de la chaîne, plusieurs mécanismes sont utilisés dont les plus importants que nous avons décrit sont notamment les codes de canalisation qui sont utilisés pour l'étalement de spectre suivi du code d'embrouillage qui permet de faciliter la tâche du récepteur lors de la détection des symboles transmis.

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

CHAPITRE III

Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

III.1 Introduction

Les systèmes de télécommunications moderne sans fils sont constitués de trois éléments : les postes mobiles, la station de base et le milieu de propagation. La répartition spatiale de l'énergie rayonnée par l'antenne de la station de base est habituellement fixée à la fabrication et ne peut pas être modifiée en cours d'utilisation. Ceci entraîne de nombreux inconvénients comme la limitation du nombre d'utilisateurs, la qualité des communications et la restriction de la portée de la station de base. Une station de base équipée d'une antenne dont nous pouvons adapter la répartition de l'énergie rayonnée en fonction des besoins de l'environnement peut palier à la plupart de ces limitations [14]. Cette antenne est plus communément appelée « antenne intelligente », basées sur des réseaux d'antennes (linéaire, planaire, circulaire.....), peuvent combiner de manière dynamique les différents signaux et optimiser les bilans de liaison. L'antenne intelligente peut être orientée dans des directions privilégiées pour suivre un mobile tout au long de la communication, Deux catégories d'antennes intelligentes existent : les antennes à commutation de faisceaux et les antennes adaptatives [15].

L'objectif de ce chapitre est de présenter en détails les concepts liés aux systèmes d'antennes intelligentes. Un survol sur le mode de fonctionnement ainsi, les concepts liés aux systèmes des communications mobiles des antennes intelligentes dans le but de faire une projection sur l'objectif de travail menées au cours de notre mémoire [16].

III.2 Antennes réseaux

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-Uda).

Le champ électromagnétique produit par un réseau d'antennes est la somme vectorielle des champs produits par chacun des éléments. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et la phase du courant qui circule dans chacun, on peut modifier la directivité du réseau grâce à l'interférence constructive dans certaines directions et à l'interférence destructive dans d'autres directions. [17].

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires [18]. Ce qui nous intéresse dans notre étude c'est les réseaux d'antennes linéaires.

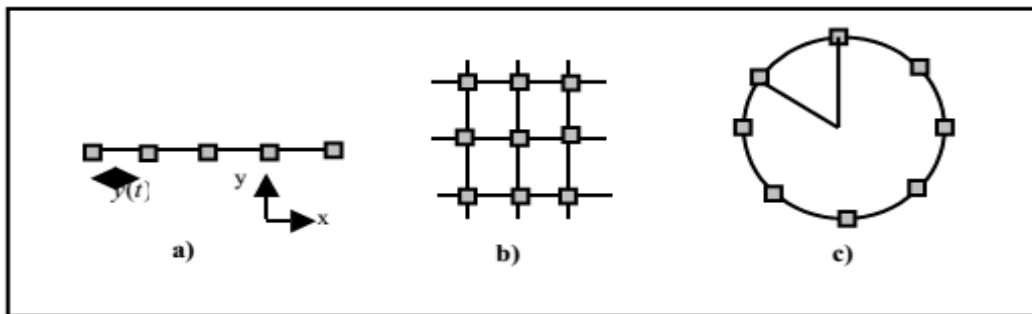


Figure III.1- différentes configurations géométriques des réseaux, linéaires (a), Planaires (b) et circulaire (c).

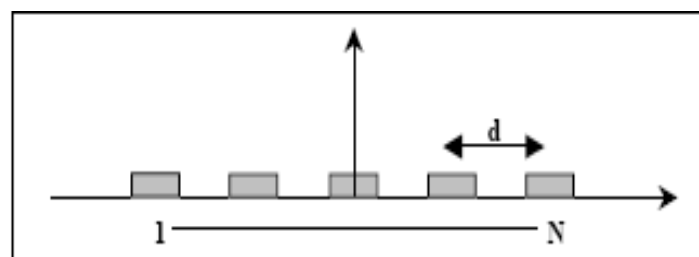


Figure III.2- Représentation d'un réseau linéaire.

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.3** représente un réseau formé de N antennes alignées et séparées par une distance d (d : distance entre deux éléments) [17].

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

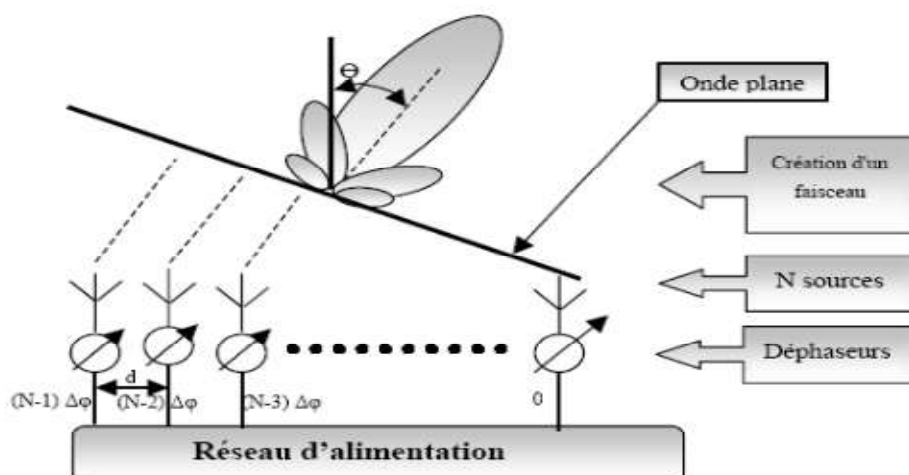


Figure III.3- Schéma représentatif d'un réseau linéaire.

❖ Le champ total en module s'écrit alors :

$$|E_t| = \frac{E_0 I_0}{r} \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (\text{III. 1})$$

avec $\Psi = kd\cos\theta + \Delta\varphi$

❖ Le facteur Réseau :

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

Donc : $E(\text{total}) = [E(\text{un element}) \times F(\text{Facteur reseau})]$

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 est incliné toujours du côté où les phases retardent [17]. La variation de $\Delta\varphi$ entraîne celle de θ_0 : C'est le principe des antennes à balayage électronique.

III.3 Antennes intelligentes

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes [19] entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. 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 [20]. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseau et sur un processeur récepteur adaptatif en temps réel. 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. Ce type de transmission pollue

l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. Par contre, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées [14].

III.3.1 Structure d'une antenne intelligente

La structure d'une antenne intelligente [15] est illustrée par la **Figure III.4**. 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 [21].

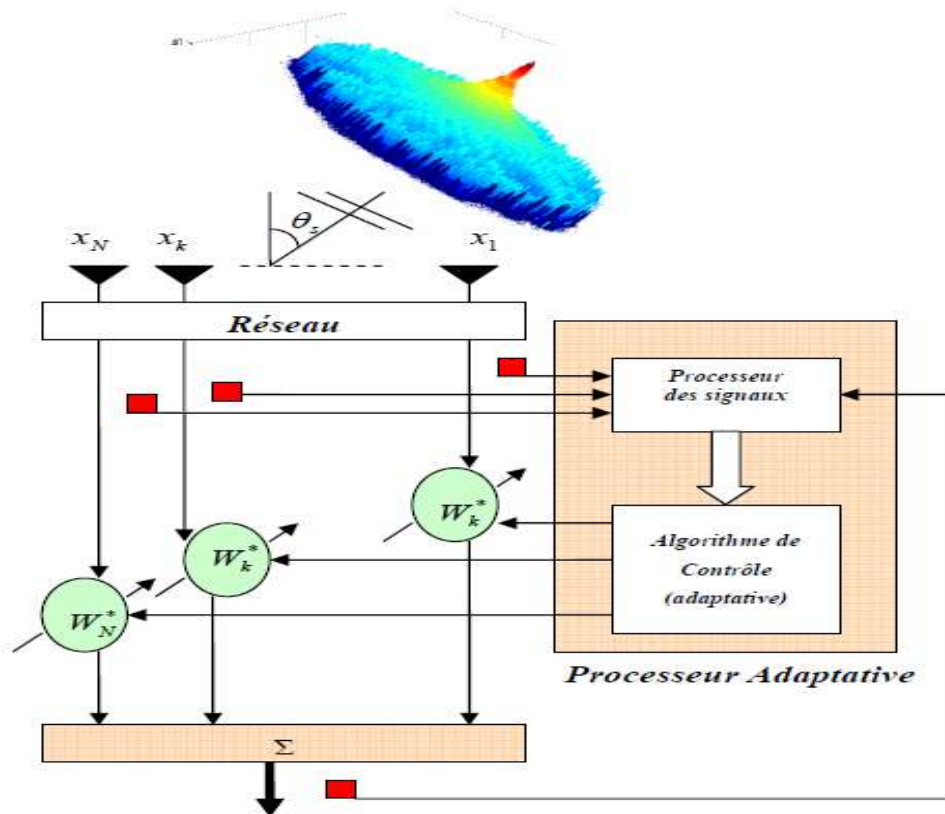


Figure III.4- Schéma représentatif d'une antenne adaptative.

La sortie du réseau s'écrit :

Où $w^H(t)$ est le conjugué de la transposée complexe de pondération du vecteur de poids.

$x_i(t)$ Désigne le signal reçu par la i -ème antenne.

Si nous posons que le premier élément de réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au n ème élément est :

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

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

Nous obtenons en fin :

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

III.3.2 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement peut se résumer aux étapes suivantes :

- La station de base intelligente focalise sur un signal en particulier plutôt de capter les signaux provenant de toutes les directions.
- Former des faisceaux d'énergie orientés vers un usager particulier. Cela serait comparable à un dispositif de poursuite. C'est comme doter chaque téléphone cellulaire de sa propre liaison sans fil.
- Il faut moins d'énergie pour focaliser un signal sur 20 degrés qu'il en faut pour l'orienter sur 360 degrés. Cette économie d'énergie prolongerait en outre la durée de vie de la pile.

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 [22].

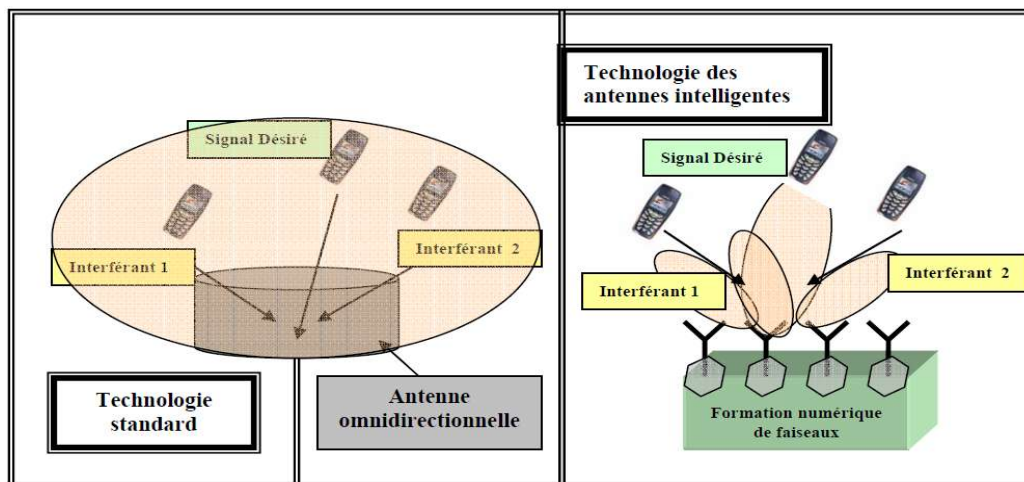


Figure III.5- Le principe de base d'une antenne intelligente.

III.4 Type des antennes intelligentes

Les antennes intelligentes sont divisées en deux types : les systèmes d'antennes à faisceaux commutés et les systèmes d'antennes adaptatives. Les deux systèmes ont pour objectif d'accroître le gain dans la direction de l'utilisateur et réduire les interférences.

III.4.1 Systèmes d'antennes à faisceaux commutés

Les systèmes d'antenne à commutation de faisceaux forment plusieurs faisceaux fixes ayant une sensibilité accrue dans telle ou telle direction. Ces systèmes d'antenne mesurent l'intensité du signal en choisissant un faisceau parmi plusieurs faisceaux fixes préalablement déterminés, à partir de combinaisons pondérées des signaux de sortie d'antenne présentant la plus forte puissance dans le canal de l'utilisateur distant et en passant d'un faisceau à un autre au fur et à mesure que le mobile se déplace dans le secteur [23].

Dans un environnement dynamique où l'utilisateur bouge, le système commute continuellement d'un lobe à l'autre gardant le niveau maximal du signal reçu. Une solution qui génère ce type de système à plusieurs lobes est la matrice de Butler. C'est une technique analogique qui permet la génération de plusieurs lobes orthogonaux prédéfinis par l'utilisation de circuits micro-ondes simples.

Dans la **Figure III.6**, quatre lobes orthogonaux sont générés par la matrice de Butler. Le circuit de déphasage possède 4 ports d'entrées et quatre ports de sorties. Chaque port d'entrée correspond à un faisceau prédéfini avec un lobe principal. Dans un environnement dynamique, le système choisit et commute continuellement vers le lobe approprié [24].

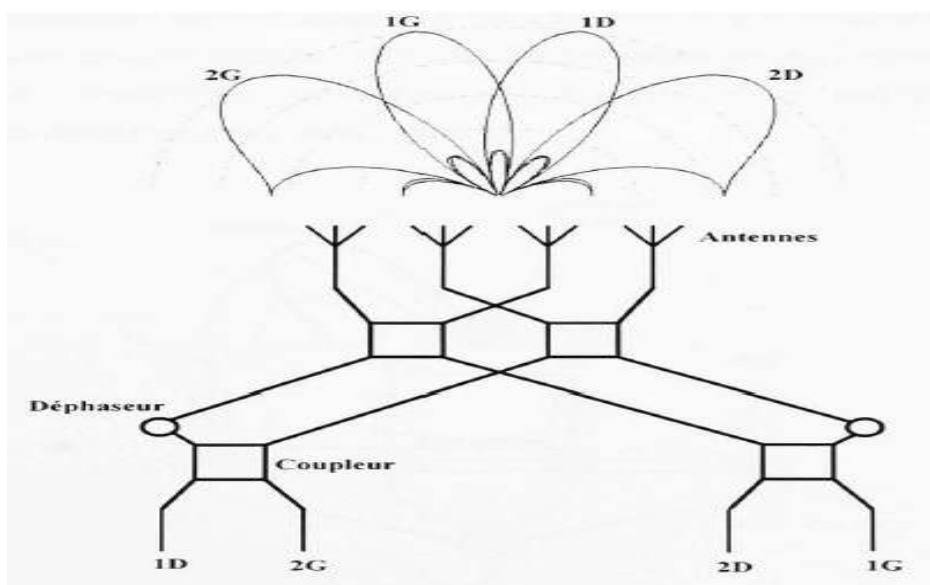


Figure III.6- Réseau à 4 faisceaux commutables.

III.4.2 Systèmes d'antennes adaptatifs

Le réseau adaptatif peut être défini comme étant un réseau d'antennes relié à un processeur de traitement de signal qui peut adapter le diagramme de rayonnement de l'antenne en privilégiant une direction désirée et en atténuant les directions des interférences. Actuellement, le réseau adaptatif est connu sous le nom de l'antenne intelligente.

La **Figure III.7** montre le principe de fonctionnement d'un réseau adaptatif. Les algorithmes sont optimisés pour s'adapter à des changements dynamiques du signal. Les pondérations complexes sont ensuite ajustées pour obtenir le diagramme de rayonnement optimal dont le lobe principal est orienté vers l'utilisateur désiré et les zéros du diagramme de rayonnement sont placés dans les directions des interférences [24].

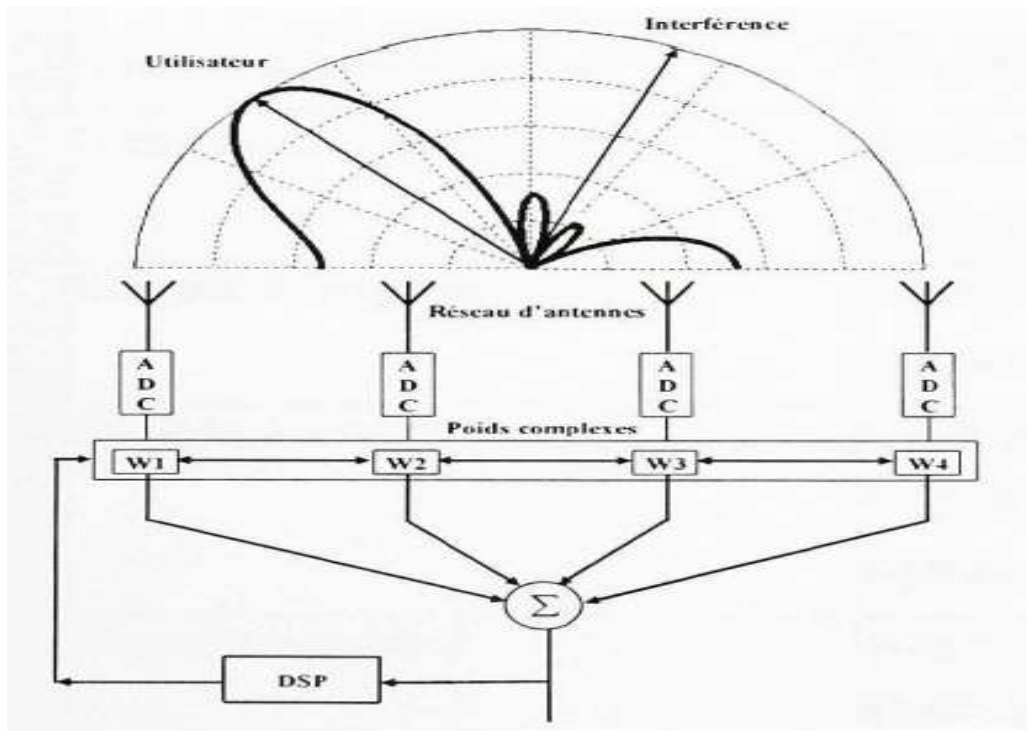


Figure III.7- Réseau adaptatif à 4 éléments.

III.4.3 Comparaison

La différence entre les deux méthodes – antennes adaptatives ou antennes à commutation de faisceaux – est illustrée de façon simplifiée à la **Figure III.8** qui montre comment les algorithmes adaptatifs se comportent par rapport aux signaux brouilleurs et au signal utile [24].

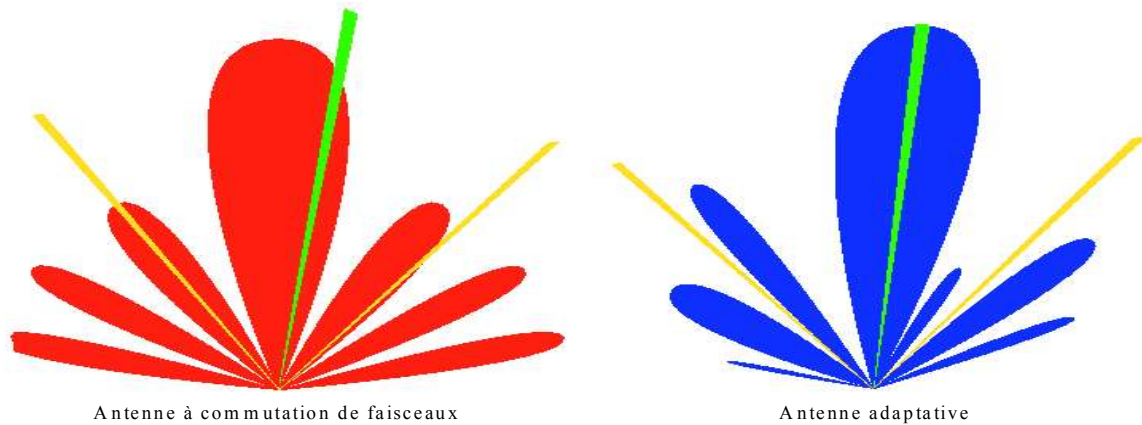


Figure III.8- *Différence entre un système à commutation de faisceaux et un système adaptatif.*

III.5 Avantages des antennes intelligentes

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

III.5.1 Augmentation de la capacité

Les prochaines générations des systèmes des communications sans fils devront supporter un Trafic de plus en plus important ainsi qu'une multitude de services de haute qualité (voix, données numériques.....). Supporter des services à haute qualité sur des canaux dont le spectre est limité implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire. Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques et approches son envisageables. Les techniques d'accès multiple, les modulations à un grand nombre d'états et le découpage en cellule sont les techniques les plus utilisées [25].

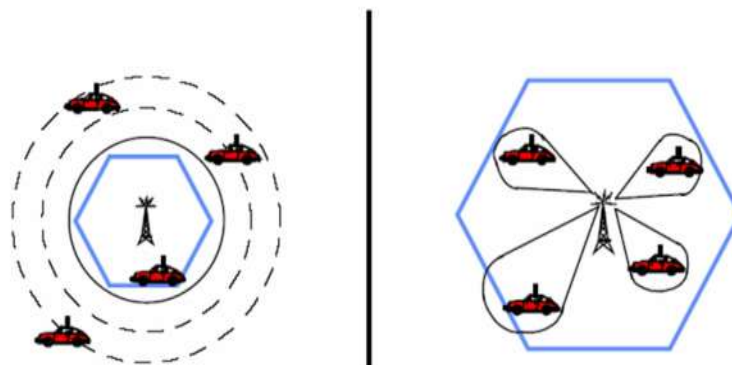


Figure III.9- *Augmentation de la capacité.*

III.5.2 Réduction de la taille du motif (RTM)

Dans le but de recevoir un nombre grandissant d'utilisateurs. La RTM consiste à diminuer le nombre de cellules par motifs. Cette réduction est rendue possible grâce à l'annulation des interférences co-canal [26].

III.5.3 Accès multiple par répartition spatiale SDMA

Le SDMA (Spatial Division Multiple Access) ou RFMC (Réutilisation des Fréquences dans la Même Cellule) est une technique permet à plusieurs utilisateurs d'exploiter le même canal (bande de fréquences) temps, fréquence ou code à l'intérieur de la même cellule [27].

III.6 Formation de voies et annulation d'interférents

Cette technique est basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources. Dans le cas de liaisons fixes, celles-ci peuvent être connues a priori en fonction de la position des émetteurs et du récepteur. Dans le cas de liaisons mobiles, il est nécessaire de les estimer périodiquement pour suivre les déplacements angulaires des différentes sources [16].

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

$$\begin{aligned} w^H x(\theta_i) &= 1, & i &= 1 \dots N \quad (N \text{ lobes}) \\ w^H x(\theta_i) &= 0, & i &= 1 \dots K - 1 \quad (K - 1 \text{ zéros}) \end{aligned} \quad (\text{III. 8})$$

Qui, sous forme matricielle, devient :

$$w^H X = e_1^T \quad (\text{III. 9})$$

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

$$X = [x(\theta_0), x(\theta_1), \dots, x(\theta_{K-1})] \quad (\text{III. 10})$$

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

$$e_1 = [1, 0, \dots, 0]^T \quad (\text{III. 11})$$

Si le nombre de zéros $K - 1$ est égal au nombre d'antennes M , X est une matrice carrée. Elle est inversible quand tous les vecteurs directeurs sont indépendants. Dans ce cas :

$$w^H = e_1^T X^{-1} \quad (\text{III. 12})$$

Si par contre le nombre de sources à annuler est inférieur à $K - 1$, X n'est plus une matrice carrée. Dans ce cas, on utilise la matrice pseudo-inverse de X :

$$w^H = e_1^T X^H (X X^H)^{-1} \quad (\text{III.13})$$

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 des directions d'incidence de la source utile, 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, Enfin, la troisième catégorie regroupe les techniques aveugles qui utilisent la structure du signal émis [16].

III.7.1 Techniques basées sur les directions d'incidence 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 interférent plus bruit (RSIB), le critère du maximum de vraisemblance et le critère du minimum de variance. Ces trois critères conduisant à un même RSIB [16].

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 $y(t) = w^H(t) \cdot x(t)$ 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 [16].

III.7.3 Les algorithmes adaptatifs

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles. Nous introduirons ici les méthodes de formation adaptatives de faisceau. La désignation "adaptative" illustre le fait que ces formateurs contrairement à la formation de voies et annulation d'interférents dépendent du signal reçu.

Les algorithmes d'adaptations utilisés dans le cas du critère EQM (Erreur Quadratique Moyenne) sont : algorithme du gradient stochastique (LMS), Inversion directe de la matrice de convergence (DMI), algorithme des moindres carrés récursifs (RLS, Recursive least squares algorithm), algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm) [16].

III.8 Conclusion

Dans cette première partie 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, aussi elle est simple à installer et permet de réaliser le formage du lobe directif avec un temps de calcul et un coût relativement faible.

CHAPITRE IV

Technologie MIMO

IV.1 Introduction

Les systèmes de communication sans fil traditionnels sont basés sur l'utilisation d'une seule antenne à l'émission et une seule antenne à la réception. Ces systèmes sont généralement désignés par des systèmes SISO. Cette architecture présente des limites de capacité. Les futurs systèmes de communication sans fil exigent un taux de transmission assez élevé et un coût réduit par bit transmis par rapport aux systèmes traditionnels SISO. Ces exigences sur les taux de transmission et la qualité de service ne peuvent être atteints avec les systèmes conventionnels à une seule antenne SISO. Par conséquent plusieurs antennes doivent être utilisées à l'émission et à la réception d'où l'appellation des systèmes MIMO (Multi input multi output) qui fut découverte en 1996 par les chercheurs de Bell Labs reste la plus prometteuse, elle peut augmenter d'une manière substantielle l'efficacité spectrale.

Les techniques MIMO utilisées dans des environnements riches en diffuseurs permettent d'améliorer la robustesse et la capacité utile du système comparé aux systèmes SISO. Elles s'imposent aujourd'hui comme les technologies les plus aptes à répondre aux exigences des communications radio-mobiles. L'adoption des techniques MIMO dans les transmissions sans fil, est envisagée d'avoir un impact important sur l'optimisation de la qualité de services fournis par les réseaux sans fil [28] [29].

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. 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. 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.

Bien sûr, les systèmes multi-antennes sont connus depuis longtemps, mais jusqu'à récemment ils étaient utilisés pour donner de la directivité à l'émetteur ou au récepteur. Lorsque l'émetteur possède plusieurs antennes, il émet sur chacune d'elles une version déphasée du même symbole, fournissant ainsi une directivité réglable à l'émetteur. Le récepteur avec plusieurs antennes peut lui aussi pondérer le signal de chaque capteur et choisir une direction de réception privilégiée [30].

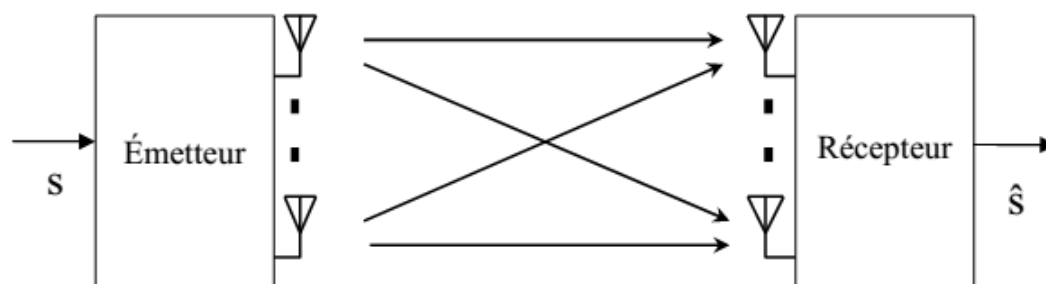


Figure IV.1- Principe d'un système MIMO.

Les systèmes MIMO étudiés ici agissent différemment, en réalisant un multiplexage spatial qui augmente la capacité de la transmission. Les antennes émettrices transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation, la même fréquence porteuse et en étant synchronisées.

Les systèmes MIMO peuvent adopter ces deux formes de diversité, plus deux autres techniques qui leur sont propres : la diversité spatiale et le multiplexage spatial.

IV.3 Capacité des canaux MIMO

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature, dont nous ne présentons ici que le minimum pour montrer l'intérêt des transmissions MIMO. Afin de pouvoir comparer les différentes capacités que nous allons voir, la puissance totale moyenne émise p_0 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_0 . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en termes de capacité (chaque antenne émet une puissance p_0/n_T).

Pour les formules de capacité les notations suivantes sont utilisées :

- La puissance du bruit est identique sur chaque antenne réceptrice et est notée σ_v^2 .
- p_R est défini comme la puissance moyenne qui serait reçue sur chaque antenne si un seul émetteur utilisait toute la puissance p_0 (donc un canal SIMO) [36].

- Le rapport signal sur bruit moyen (RSB) sur chaque antenne de réception est $\rho_R = p_R/\sigma_v^2$, et est indépendant de n_T .

IV.3.1 Canal SISO

La capacité d'un canal SISO est :

$$C = \log_2(1 + \rho_R) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{IV. 1})$$

Elle augmente lentement, en fonction du logarithme de $1 + \rho_R$. Lorsque le RSB est élevé, un gain de 3 dB sur ρ_R ne fournira une augmentation de capacité que d'un bit par seconde par hertz (bps/Hz) [36].

IV.3.2 Canal SIMO

Un canal SIMO (Single Input, Multiple Output), est un système multi-antennes conventionnel réalisant par exemple, de la formation de voie conventionnelle en réception. Sa capacité est donnée par :

$$C = \log_2(1 + \rho_R n_R^2) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{IV. 2})$$

Sa capacité augmente en fonction du logarithme de $1 + \rho_R n_R^2$, soit un peu moins lentement que dans le cas SISO. Elle reste toutefois petite devant celle du canal MIMO, car la dimension spatiale du système n'est que partiellement exploitée.

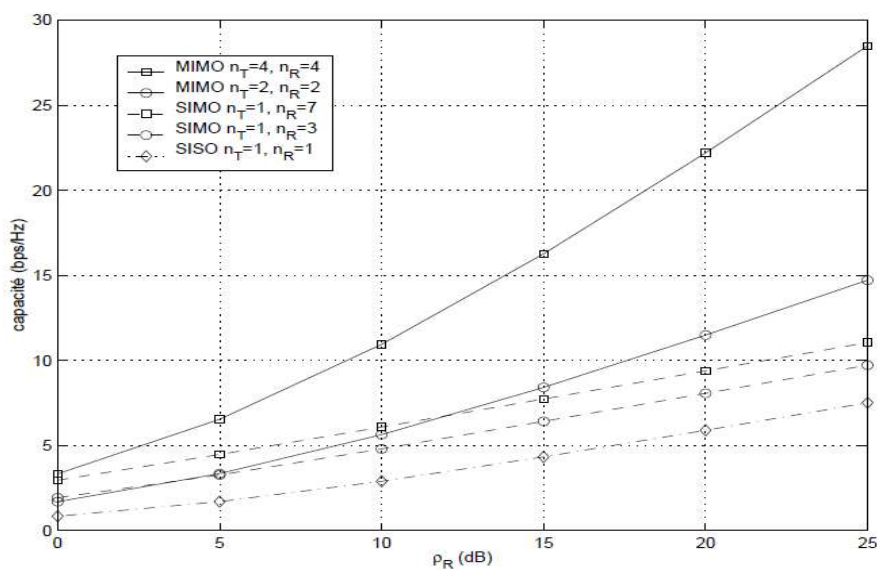


Figure IV.2- Capacités de systèmes SIMO et MIMO à 4 et 8 antennes par rapport au canal SISO.

IV.3.3 Canal MIMO

Pour un canal MIMO, avec une puissance de p_0/n_T sur chaque émetteur, la capacité est :

$$C = \log_2 \left(\det \left[\mathbf{I}_{n_R} + \frac{\rho_R}{n_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right] \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{IV. 3})$$

Où : $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ de taille $n_r * n_r$ si $n_T < n_t$ $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ de taille $n_t * n_t$ dans le cas contraire.

En particulier lorsque n_T et n_R sont grands, l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croit proportionnellement à n_R :

$$E[C] \approx n_R \log_2(1 + \rho_R) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{IV. 4})$$

La capacité augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO. La **Figure IV.2** représente l'espérance de la capacité en fonction du RSB pour plusieurs valeurs de n_T et n_R .

L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices [36].

IV.4 Système MIMO à base de codes spatio-temporels

Les systèmes MIMO permettent des communications bien plus sûres grâce à un codage conjoint de toutes les sous-chaînes d'information qui sont transmises aux antennes. Ce codage spatio-temporel, dont l'architecture générale est présentée sur la **Figure IV.3** ajoute donc de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propres au canal radio-mobile[28].

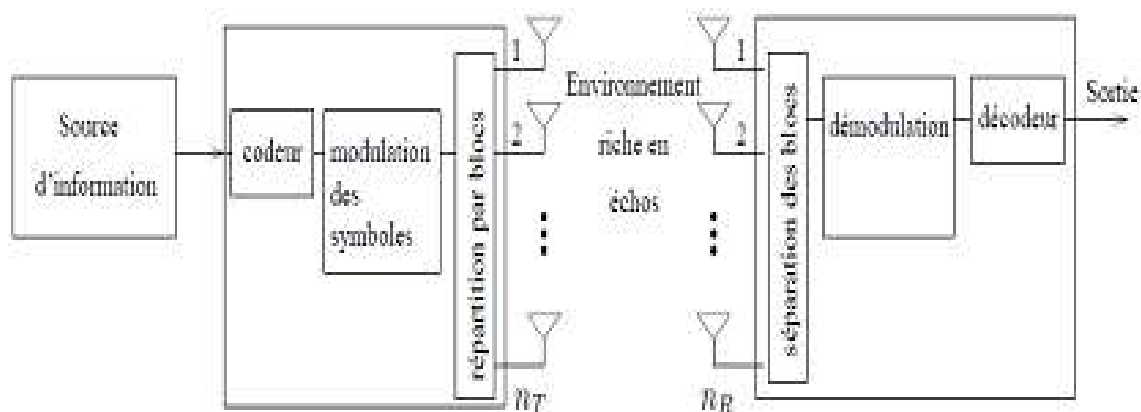


Figure IV.3- Architecture d'un système de codage spatio-temporel.

IV.4.1 Codage spatio-temporel en treillis

Les codes spatio-temporels ont été créés par Tarokh pour les systèmes MISO, proposant ainsi la première famille de STC, les STC en treillis (STTC). 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 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 STTC crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de M polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. La **figure IV.4** propose le diagramme de treillis d'un STTC à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $M = 2$.

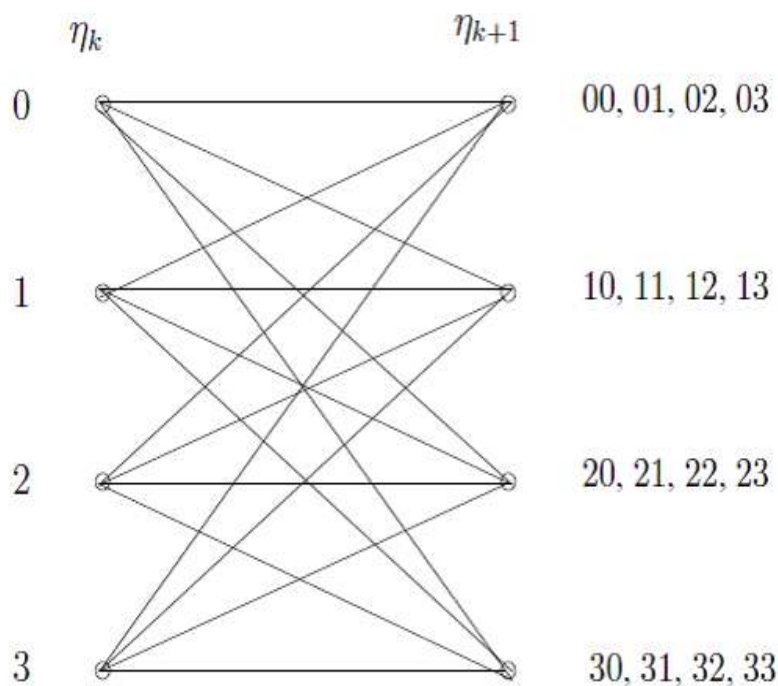


Figure IV.4- propose le diagramme de treillis d'un STTC à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $M = 2$.

Le fonctionnement du codeur est relativement simple, et peut être résumé comme suit :

- n_k représente l'état du treillis à l'instant k et par conséquent l'état suivant est noté n_{k+1}
- Considérons que le treillis est à l'état initial $n_k = 0$.
- 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 $n_{k+1} = 3$.

- Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments Binaires entrants. Dans notre cas ($n_k=0$ et $n_{k+1}= 3$) 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.

Il est intéressant de noter les similitudes et les différences entre les modulations codées à treillis multiple(MCTM) et les CSTT. Dans les CSTT, les symboles associés à une branche du treillis sont répartis dans l'espace (les antennes), alors qu'il sont répartis dans le temps pour les MCTM. En considérant le même alphabet, l'efficacité spectrale des CSTT est donc N fois plus grande que celle des MCTM. De plus, contrairement aux MCTM qui nécessitent un entre lacement pour créer un canal sans mémoire, les symboles transmis par les CSTT sont naturellement décorrélés (ou très légèrement corrélés) grâce à la séparation physique des antennes[31].

IV.4.2 Codes spatio-temporels par blocs

La complexité de mise en œuvre des codes CSTT a motivé la construction de codes espace-temps en blocs. ALAMOUTI a proposé un schéma simple de diversité d'émission, pour former une nouvelle classe de codes spatio-temporels, Cette technique, appelée CSTB que nous préférons appeler CSTBO repose sur la construction, à partir de symboles complexes, de matrices orthogonales.

Les CSTB sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps, créant ainsi des séquences orthogonales transmises par des antennes émettrices différentes. D'une manière générale, les codes spatio-temporels en bloc peuvent être vus comme le mapping d'une séquence de symboles complexes $\{S_0, S_1, S_2, \dots, S_{n-1}\}$ en une matrice C_c de taille $N \times d_s$.

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

En résumé, les codes espace-temps en bloc sont conçus de façon à maximiser le rendement du code, à réduire le temps de retard, à minimiser le nombre d'antennes mis en jeu et de maximiser le gain de diversité [28].

IV.5 Système MIMO à base de multiplexage spatial

Le principe du multiplexage spatial est l'organisation en espace sans redondance d'une série d'informations. Le système transmet alors N_t fois plus de symboles utiles à chaque instant. Les antennes émettrices utilisent la même modulation et la même fréquence porteuse pour transmettre les symboles différents et indépendants sur les différentes antennes. L'efficacité du système augmente donc en continuant à utiliser la même bande passante qu'un système classique. Les principales techniques de multiplexage spatial ont été développées par les laboratoires Bell. On peut distinguer différents types du système MIMO par multiplexage spatial, tels que D-BLAST, H-BLAST, V-BLAST. Ce type de système MIMO est réalisé dans le but d'augmenter le débit de transmission [31].

IV.5.1 D-BLAST

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

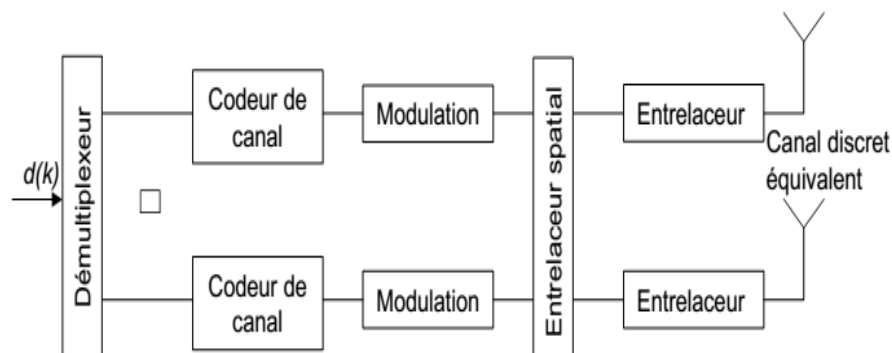


Figure IV.5- Architecture d'un transmetteur D-BLAST.

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

IV.5.2 V-BLAST

V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) peut être vu comme une classe spéciale des codes de multiplexage spatial, son principe consiste à diviser le flux de données à l'entrée en plusieurs sous-flux, ces derniers sont transmis sur des antennes différentes. Cette architecture vise principalement à augmenter la capacité du système

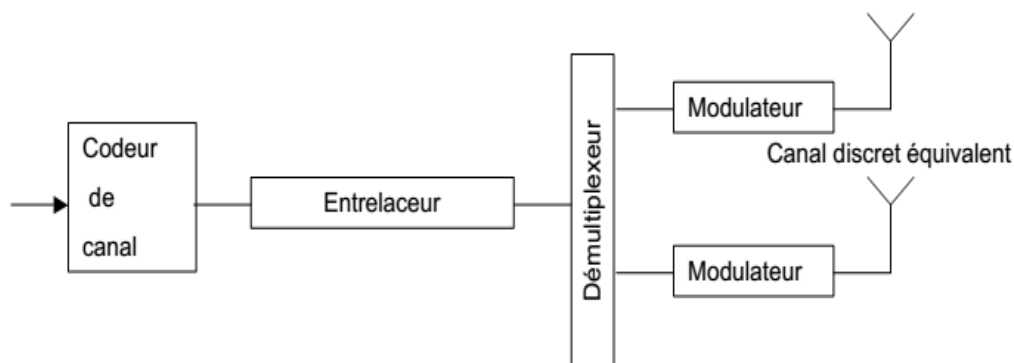


Figure IV.6- Architecture d'un transmetteur V-BLAST.

Les antennes d'émission transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation et la même fréquence porteuse. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système classique, mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente [33] [34].

IV.5.3 H-BLAST

L'architecture d'un transmetteur H-BLAST est très proche de celle du V-BLAST, comme illustré sur la **figure IV.6** Elle utilise les mêmes blocs que V-BLAST sauf l'ordre de rangement de ces blocs. **La figure IV.7** illustre le démultiplexage et la modulation du code H-BLAST. Les bits d'information sont démultiplexés en N_t sous-flux. Puis ils sont codés par un codeur. Les bits issus du codage sont alors modulés et entrelacés [31].

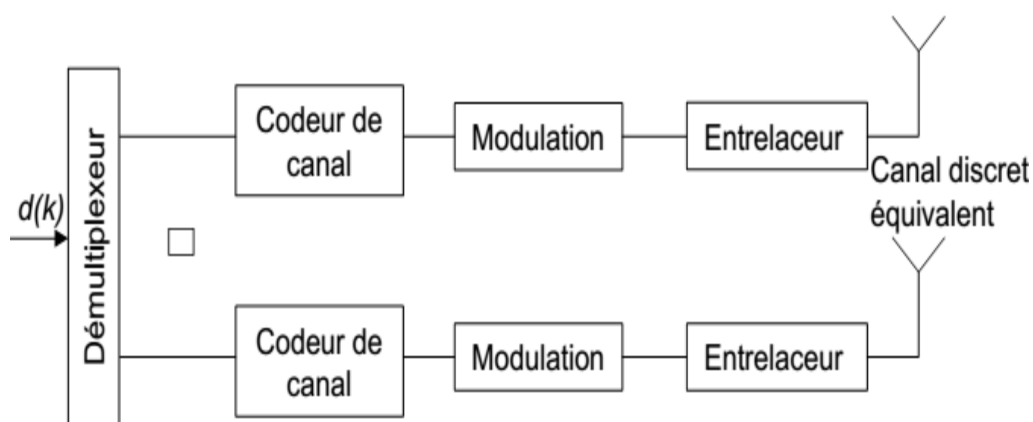


Figure IV.7- Architecture d'un transmetteur H-BLAST.

IV.6 MIMO Beamforming

Depuis de nombreuses années, les antennes reconfigurables font l'objet d'importantes recherches qui se proposent être utilisées dans les systèmes de communication MIMO. Cette utilisation entre dans le cadre des systèmes dits MIMO adaptatifs et apporte des degrés de liberté supplémentaires pour optimiser la robustesse et les performances de la communication en fonction des caractéristiques estimées du canal de propagation. Le Beamforming ou formation de faisceaux est une technique de traitement des signaux utilisée pour les systèmes de transmission sans fil haut débit. Il peut également être considéré comme un filtre spatial pour chaque direction d'intérêt. Ce filtre va permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum, c'est-à-dire de favoriser le gain pour la direction d'intérêt et d'atténuer les signaux émis dans les directions non souhaitées (interférences). A la sortie de ce filtre, on n'aura que les signaux dans la direction d'intérêt [28].

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 nous montre la **Figure IV.8**. 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 :

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^H \mathbf{x} \quad (\text{IV.5})$$

$$\text{Avec } \mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_f \dots \mathbf{w}_M] \quad (\text{IV.6})$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{11} & \mathbf{w}_{12} & \dots & \mathbf{w}_{1M} \\ \mathbf{w}_{21} & \mathbf{w}_{22} & \dots & \mathbf{w}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{w}_{N1} & \mathbf{w}_{N2} & \dots & \mathbf{w}_{NM} \end{bmatrix}$$

La formation de faisceaux multiples peut être sans perte 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.

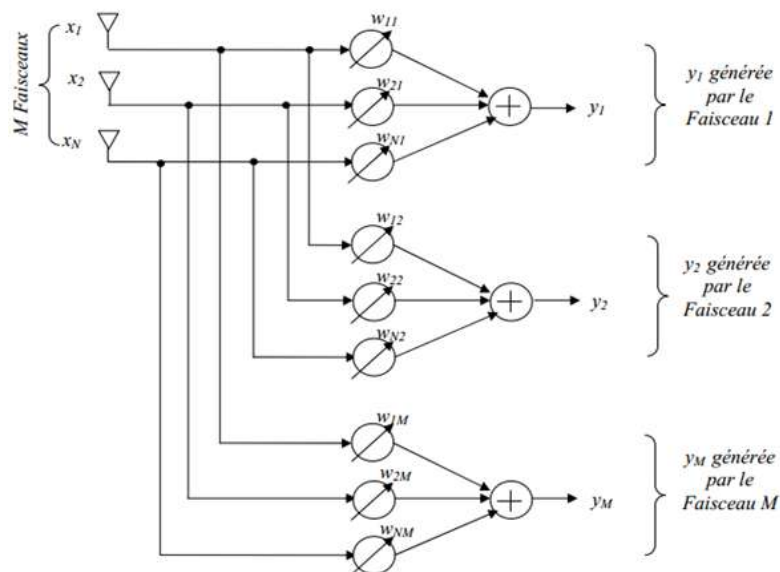


Figure IV.8- Principe de la formation multifaisceaux.

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 M-SIMO. 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 [32].

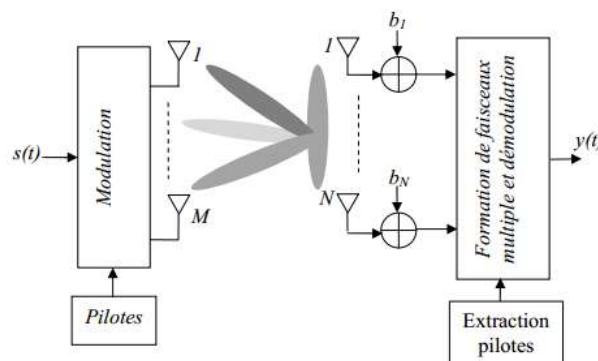


Figure IV.9- Système MIMO à fonction de faisceaux multiples à la réception.

IV.7 Récepteurs les plus courants

Le récepteur numérique nous permettra, une fois que les données sont reçues, de réaliser une estimation des bits transmis. Certains de ces récepteurs requièrent la connaissance du canal de propagation en réception d'autre non. Le récepteur du maximum de vraisemblance (MV) est le récepteur numérique le plus robuste pour les systèmes MIMO mais requiert une importante puissance de calcul. En effet, la complexité de ce type de récepteur augmente en fonction du nombre d'antennes et la taille de l'alphabet des symboles. Par exemple, pour un système MIMO 2×2 et une modulation QPSK (4 symboles dans l'alphabet) 2⁴ états sont à déterminer pour estimer le symbole transmis. D'autres structures de récepteurs sont donc utilisées, bien qu'elles soient sous-optimales en termes de BER (Taux d'erreur binaire) [35].

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

Ce récepteur a la particularité d'être le plus simple mais a aussi le défaut d'être le moins performant. Il cherche à annuler les contributions des autres émetteurs sur chaque symbole. Il procède en inversant la matrice de transfert du canal :

$$\hat{s} = (H * H)^{-1} H * r \quad (IV.7)$$

Avec H la matrice du canal, \hat{s} est le signal reçu estimé et r le signal reçu avant égalisation.

A faible RSB, l'estimation de H est mal conditionnée, ainsi lors de son inversion le récepteur multiplie le bruit, ce qui dégrade alors sérieusement les performances. 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 $k < N$) seuls k symboles peuvent être démodulés pour chaque vecteur de N symboles [35].

IV.7.2 Récepteur linéaire MMSE

Contrairement au récepteur ZF qui n'élimine que des interférences entre symboles, le récepteur MMSE cherche à minimiser l'erreur moyenne quadratique due à la fois au bruit et aux interférences entre symboles. Son expression est bien connue dans la littérature.

$$\hat{s} = (H * H + \frac{n_T}{\rho} I_N)^{-1} H * r \quad (IV.8)$$

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

n_T est le nombre d'antenne d'émission, I est la matrice identité.

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 P_0 augmente [36].

IV.7.3 Récepteur V-BLAST

Un égaliseur à retour de décision adapté à la structure des systèmes MIMO nommé VBLAST (Vertical-Bell Laboratory Space Time). Cet égaliseur peut utiliser soit le critère du forçage à zéro, soit le critère du MMSE. Son algorithme procède comme suit : il démodule en premier le symbole de l'antenne émettrice i à l'antenne réceptrice j le plus favorisé (possédant le meilleur SNR suivant le critère considéré). Sa contribution au vecteur reçu y est ensuite annulée, ce qui augmente le SNR sur les autres antennes réceptrices (à chaque bonne décision). Cette étape est répétée jusqu'au symbole le moins favorisé qui est émis par la dernière antenne d'émission. Ce récepteur est aussi classifié dans la littérature OSIC (Ordered Successive Interference Cancellation)

Sans trop augmenter sa charge de calcul, cet algorithme améliore nettement les performances du récepteur MIMO. Son principal inconvénient est la propagation des erreurs. En effet, une fois qu'une mauvaise décision a été prise sur la valeur d'un symbole, une mauvaise contribution est retirée au vecteur y , ce qui entraîne que les symboles suivants seront mal estimés [35].

IV.7.4 Récepteur du maximum de vraisemblance (MV)

Le récepteur qui apporte les meilleures performances en termes de taux d'erreur est le récepteur à maximum de vraisemblance. Cependant, ce récepteur possède aussi la plus grande complexité et celle-ci croît exponentiellement avec le nombre d'antennes émettrices. En supposant un bruit gaussien et un état de canal parfaitement connu côté récepteur, le récepteur MV donne les symboles estimés \hat{s} grâce à la formule :

$$\hat{s} = \arg \min \|r - Hs\|^2 \quad (\text{IV.9})$$

L'inconvénient de ce type de récepteur est que sa charge de calcul devient rapidement très importante vu qu'elle augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes à l'émission ($M_m \times N$ pour une modulation à M_m états) et linéairement avec le nombre d'antennes en réception M .

Il est évident que les performances des récepteurs numériques augmentent avec leur complexité, mais il est conseillé d'utiliser le récepteur optimal (MV), afin de comparer dans les meilleures conditions les systèmes étudiés [35].

IV.8 Conclusion

Depuis quelques années, les systèmes multi-antennes connaissent un net regain d'intérêt et le nombre d'études sur le sujet suit une courbe quasiment exponentielle.

Nous avons proposé dans ce chapitre une vue d'ensemble du domaine, avec une présentation des systèmes MIMO ainsi le Concept de capacité des canaux MIMO.

les codes spatio-temporels ne négligent pas l'aspect capacitif, ils ont également pour but de fiabiliser les transmissions, en particulier pour éviter les évanouissements profonds qui caractérisent les communications radio-mobiles. Ils introduisent donc de la redondance avant l'émission des symboles, grâce à des algorithmes de codage qui forment deux grandes familles: les codes spatio-temporels en treillis et les codes spatio-temporels en blocs, qui semblent les plus prometteurs.

Dans la fin de notre chapitre nous avons présenté le MIMO Beamforming et les récepteurs les plus courants.

CHAPITRE V

Implémentation des algorithmes
itératifs dans une chaîne
MIMO_WCDMA

V.1 Introduction

Nous proposons dans le cadre de cette simulation en utilisant le langage MATLAB, une simulation liée aux configurations MIMO (Multiple Input Multiple Output) à la technologie d'accès multiple avec répartitions de codes à large bande W-CDMA.

Dans ce chapitre, nous commençons tout d'abord par l'étude du système MIMO et sont influence sur les performances du système.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présentons une architecture permettant l'association du système MIMO avec la technologie d'accès multiple avec répartition de codes à large bande W-CDMA.

Nous finalisons notre travail par une étude comparative entre les différentes configurations.

V.2 Etude du système MIMO

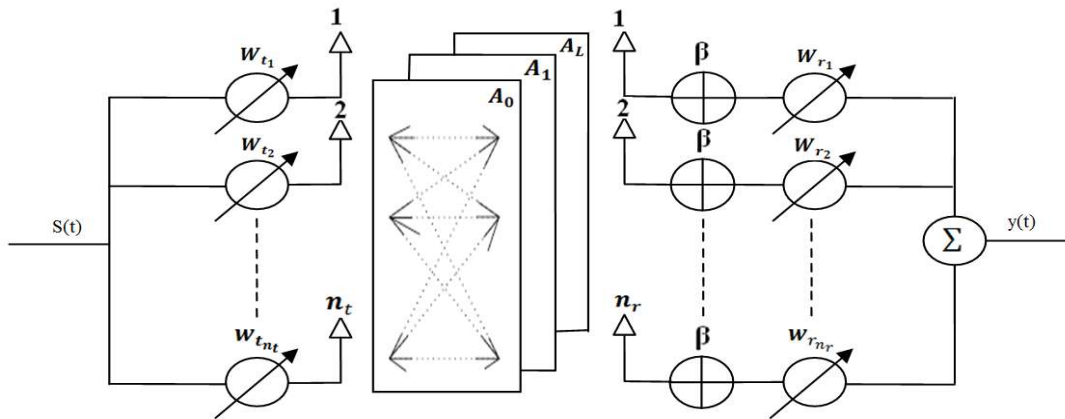


Figure V.1- Configuration MIMO.

La **Figure V.1** montre la configuration MIMO beamforming (Multiple Input, Multiple Output) qui est une technologie d'antennes pour les communications sans fils basée sur les antennes intelligentes à l'émission et à la réception.

Les sorties d'éléments du réseau MIMO sont combinées de façon linéaire avec des pondérations w_t et w_r pour donner le signal reçu. Le signal reçu à la réception est exprimé par :

$$y(t) = \sum_{i=0}^L w_r^H A^{(i)} w_t s_0(t - i\Delta\tau) + w_r^H n(t) \quad (V.1)$$

Définissons P_S , P_N et $1/\gamma$, qui sont la puissance du signal, la puissance du bruit et le rapport signal sur bruit au niveau du récepteur donné par :

$$\eta(w_t, w_r) = \frac{w_r^H A^{(o)} w_t w_t^H (A^{(o)})^H w_r}{\sum_{i=1}^L w_r^H A^{(i)} w_t w_t^H (A^{(i)})^H w_r + \gamma w_r^H w_r} \quad (\text{V. 2})$$

Dans l'équation précédente, Étant donné à la fois l'émission et la réception, les vecteurs de pondération sont contenus dans le numérateur et le dénominateur, il semble difficile de trouver les vecteurs de pondération optimaux analytiquement. Par conséquent, [37] [38] [39]. propose une solution pour l'estimation des vecteurs optimaux d'émission et de réception de manière itérative comme suit :

Supposons que le vecteur de pondération d'émission est donné avec une condition obligatoire $w_t^H w_t = 1$ et une condition optionnelle $w_r^H w_r = 1$. Le vecteur de direction du signal désiré est $A^{(o)} w_t$. Ainsi, le vecteur de pondération à la réception qui est résolu par la méthode du maximum de signal sur bruit (MSN) [40], sont liés comme suit :

$$A^{(o)} w_t = \frac{w_r^H A^{(o)} w_t}{w_r^H R_{nr} w_r} R_{nr} w_r \quad (\text{V. 3})$$

$$\text{avec :} \quad R_{nr} = \sum_{i=1}^L A^{(i)} w_t w_t^H (A^{(i)})^H + \mathbf{I} \gamma \quad (\text{V.4})$$

Définissons $\frac{1}{\varepsilon} = \frac{w_r^H A^{(o)} w_t}{w_r^H R_{nr} w_r}$. Alors le vecteur de pondération reçu w_r est donnée par :

$$w_r = \varepsilon R_{nr}^{-1} A^{(o)} w_t \quad (\text{V.5})$$

Dans l'équation (V.4), R_{nr} est une matrice hermitienne, et ε est un coefficient scalaire complexe. Dans l'équation (V.5), le coefficient ε n'a pas d'effet sur le SNR, le vecteur de pondération optimal reçu peut être normalisé et donné par :

$$w_r^{(opt)} = R_{nr}^{-1} A^{(o)} w_t / \|R_{nr}^{-1} A^{(o)} w_t\| \quad (\text{V.6})$$

En conséquence, le vecteur de pondération optimal de la réception peut être déterminé si le vecteur de pondération d'émission est donné.

Supposons que le vecteur de pondération de réception est donné, nous déterminons le vecteur de pondération optimal à l'émission satisfaisant à la condition $w_t^H w_t = 1$. Pour trouver le vecteur de pondération d'émission optimal qui maximise le SNR, nous utilisons la méthode du multiplicateur de Lagrange comme suit :

$$\phi = \eta(w_t, w_r) + \lambda(1 - w_t^H w_t) \quad (\text{V.7})$$

De l'équation (V.7), nous réécrivons l'expression $\eta(w_t, w_r)$ comme suit :

$$\eta(w_t, w_r) = \frac{w_t^H (A^{(o)})^H w_r w_r^H A^{(o)} w_t}{w_t^H R_{it} w_t + \gamma w_r^H w_r} \quad (\text{V. 8})$$

Où
$$R_{it} = \sum_{i=1}^L (A^{(i)})^H w_r^H w_r A^{(i)} \quad (\text{V. 9})$$

En prenant la dérivée de l'équation (V.8) par rapport au w_t et la mise à zéro.

$$\frac{\partial \phi}{\partial w_t} = \frac{\partial \eta}{\partial w_t} + \frac{\partial \lambda (1 - w_t^H w_t)}{\partial w_t} = 0 \quad (\text{V. 10})$$

donc

$$\frac{R_0 w_t (w_t^H R_{it} w_t + \gamma \|w_r\|^2)}{(w_t^H R_{it} w_t + \gamma \|w_r\|^2)^2} - \frac{R_{it} w_t (w_t^H R_0 w_t)}{(w_t^H R_{it} w_t + \gamma \|w_r\|^2)^2} - \lambda w_t = 0 \quad (\text{V. 11})$$

Où
$$R_0 = (A^{(o)})^H w_r^H w_r A^{(o)} \quad (\text{V. 12})$$

Pour calculer la valeur de λ , l'équation (V.11) est multipliée par le vecteur de pondération w_t^H de la manière suivante :

$$w_t^H \frac{R_0 w_t (w_t^H R_{it} w_t + \gamma \|w_r\|^2)}{(w_t^H R_{it} w_t + \gamma \|w_r\|^2)^2} - w_t^H \frac{R_{it} w_t (w_t^H R_0 w_t)}{(w_t^H R_{it} w_t + \gamma \|w_r\|^2)^2} - w_t^H \lambda w_t = 0 \quad (\text{V. 13})$$

Appliquant la condition $w_t^H w_t = 1$, le paramètre λ est donné par :

$$\lambda = - \frac{w_t^H (A^{(o)})^H w_r w_r^H A^{(o)} w_t \gamma \|w_r\|^2}{(w_t^H R_{it} w_t + \gamma \|w_r\|^2)^2} \quad (\text{V. 14})$$

En substituant (V.14) en (V.11), avec $\frac{1}{\varepsilon} = \frac{w_t^H (A^{(o)})^H w_t}{w_t^H R_{it} w_t + \gamma \|w_r\|^2}$ on obtien :

$$(A^{(o)})^H w_r = \frac{1}{\varepsilon} R_{it} w_t \quad (\text{V. 15})$$

Où
$$R_{nt} = R_{it} + \gamma \|w_r\|^2 \quad (\text{V. 16})$$

Sans calcul détaillé de ε , le vecteur de pondération optimal de l'émission peut être donné par :

$$w_t^{(opt)} = R_{nt}^{-1} (A^{(o)})^H w_r / \|R_{nt}^{-1} (A^{(o)})^H w_r\| \quad (\text{V. 17})$$

On conclut la détermination des vecteurs de pondération de l'émission et de réception en faisant remarquer que le vecteur de pondération du réception est estimé par l'équation (V.6), de même, le vecteur de pondération d'émission est estimé par l'équation (V.17) .

Cependant, puisque les équations simultanées deviennent non linéaire, ils semble difficile à les résoudre analytiquement. Par conséquent, un algorithme itératif qui estime les vecteurs en alternance en émission et en réception, est un moyen simple de parvenir à une solution pour maximiser le SNR [41]. Le fonctionnement itératif ($k > 1$) est décrit comme suit :

Pour mettre à jour le vecteur de pondération de réception:

$$\bar{w}_r(k) = R_{nr}^{-1}(k-1)A^{(o)}w_t(k-1) \quad (V.18)$$

Où
$$R_{nr}(k) = \sum_{i=1}^L A^{(i)} w_t(k)w_t^H(k)(A^{(i)})^H + \gamma \quad (V.19)$$

Donc
$$w_r = \bar{w}_r(k)/\|\bar{w}_r(k)\| \quad (V.20)$$

La mise à jour du $R_{nr}(k-1)$ est basée sur le vecteur de pondération à l'émission précédent $w_t(k)$ pour trouver le vecteur de pondération optimal à la réception $w_r(k)$.

Pour mettre à jour le vecteur de pondération d'émission :

$$\bar{w}_t(k) = R_{nt}^{-1}(k)(A^{(i)})^H w_r(k) \quad (V.21)$$

Où
$$R_{nt}(k) = \sum_{i=1}^L (A^{(i)})^H w_r(k)w_r^H(k)A^{(i)} + \mathbf{I}\gamma \quad (V.22)$$

Donc
$$w_t = \bar{w}_t(k)/\|\bar{w}_t(k)\| \quad (V.23)$$

V.2.1 Paramètres de simulation MIMO

- Nombre de services $U=6$.
- Les codes de canalisation sont les codes OVVSF.
- Les codes d'embrouillage sont des séquences complexes.
- Facteur d'étalement des codes OVVSF $SF = 32$.
- La longueur de code d'embrouillage =256.
- La modulation utilisée BPSK.
- Le bruit additif est considéré comme un bruit blanc gaussien (AWGN).

V.2.2 Etude du système MIMO beamforming

Cette section représente les résultats simulés du système MIMO beamforming avec l'application des antennes intelligentes basé sur l'algorithme de maximisation du rapport signal sur bruit. 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 décorréolé et distribué entre 0 et 1. En vue d'appliquer l'algorithme adaptatif, on suppose que le canal soit stationnaire au-dessus de chaque bloc de symboles et diffère de bloc à l'autre. Aussi, on suppose que les données transmises sont connues.

V.2.2 Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif

Dans cette première partie de simulation, nous considérons une chaîne de transmission MIMO, avec un nombre fixe d'antennes en émissions et en réceptions ($\mathbf{n}_t = \mathbf{n}_r = 4$) et nous faisons varier le nombre de trajets (L).

La **Figure IV.2** nous donne l'évolution du SNR en fonction du nombre d'itérations.

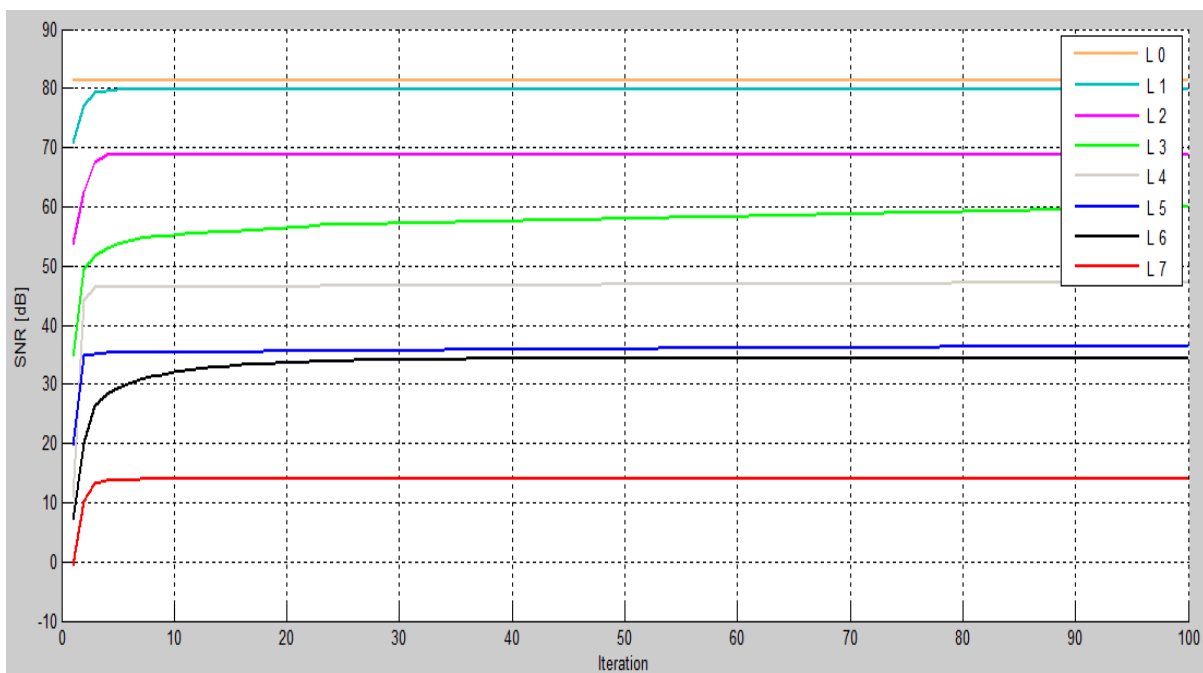


Figure V.2- Influence du nombre de trajets sur le SINR.

Les résultats de la **Figure V.2** 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 ($L=1$ à 7).

Nous constatons aussi des améliorations significatives en termes de SNR en diminuant le nombre de trajets, ce qui garanti une meilleure qualité de transmission.

Par exemple :

- $L=0, L=1$ Le SNR est supérieur à 70dB.
- $L=6, L=7$ Le SNR est inférieur à 40dB.

V.2.3 Influence du nombre d'antennes

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 3, est nous faisons varier le nombre d'antennes. La **Figure IV.3** nous donne le tracé du SNR en fonction du nombre d'itérations.

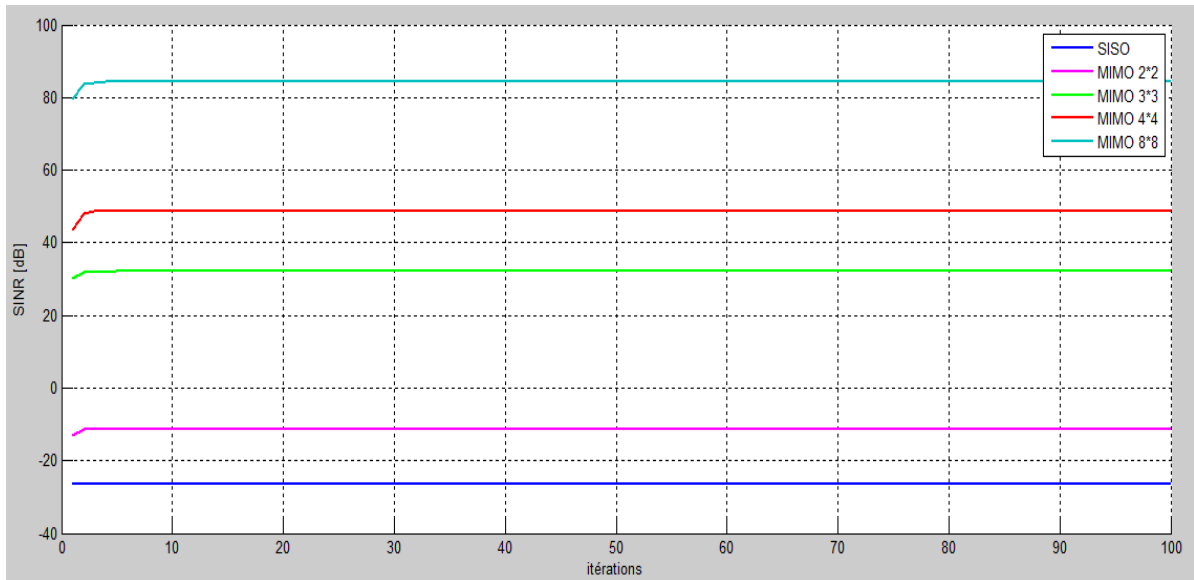


Figure V.3- Influence du nombres antennes.

Nous constatons d'après les résultats de la **Figure V.3** que la meilleure qualité de transmission est obtenue pour un système MIMO 8x8 dont le SNR dépasse 80dB. Pour les systèmes MIMO 3x3 et 4x4 le SNR est environ 40dB.

Des mauvais résultats sont obtenus pour les systèmes SISO et MIMO 2x2.

Nous constatons, d'après ces résultats des améliorations significatives en termes de SNR en augmentant le nombre d'antennes.

V.3 Système W-CDMA

V.3.1 Emetteur W-CDMA

La transmission des données dans une chaîne de transmission W-CDMA est réalisée en introduisant plusieurs canaux physiques DPDCH, chacun est employé pour un service

spécifique tel que la voix-IP, la téléphonie, les applications haut débit ...etc. Le contrôle de ces canaux physiques est réalisé par un canal appelé le canal de control : DPCCH.

Le schéma de transmission de la technique W-CDMA est illustré par la **Figure V.4**. Les canaux DPDCH et DPCCH sont transmis respectivement sur les voies en phase et en quadrature. Dans un premier temps les canaux physiques ainsi que le canal de control sont respectivement et indépendamment étalés par des codes OVSF distincts de longueur SF. Les codes OVSF appliqués sont orthogonaux entre eux. Ils permettent ainsi de distinguer au récepteur les sources d'informations et donc de faciliter le processus de réception. Puis, un deuxième niveau de codage est appliqué «code d'embrouillage» pour distinguer l'utilisateur des autres transmettant dans la même bande de fréquence.

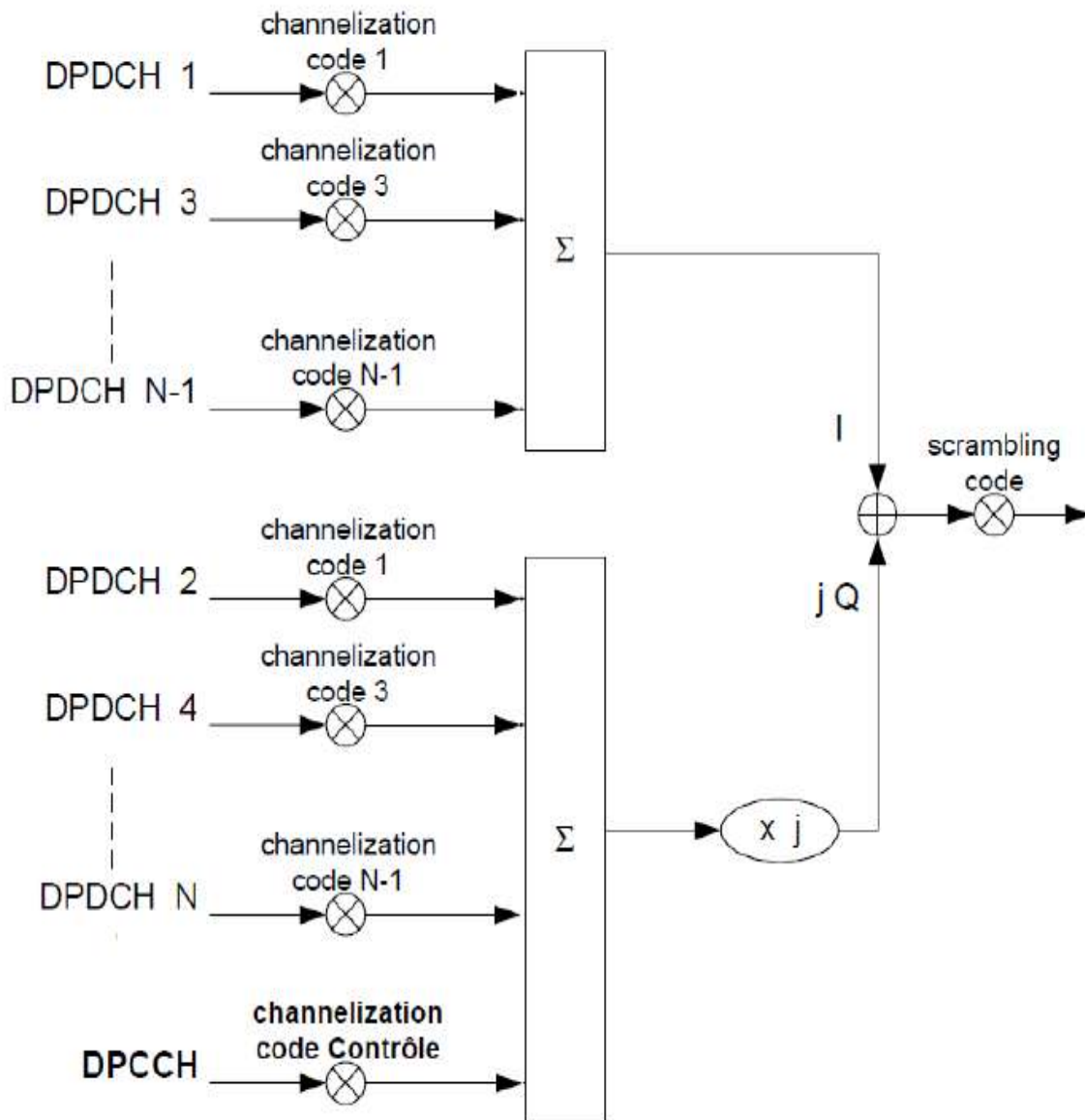


Figure V.4- Transmission sur plusieurs canaux DPDCH.

V.3.2 Récepteur W-CDMA

A la réception, toutes ces opérations vont se refaire (De-scrambling, De-channelization) afin de pouvoir récupérer le message original.

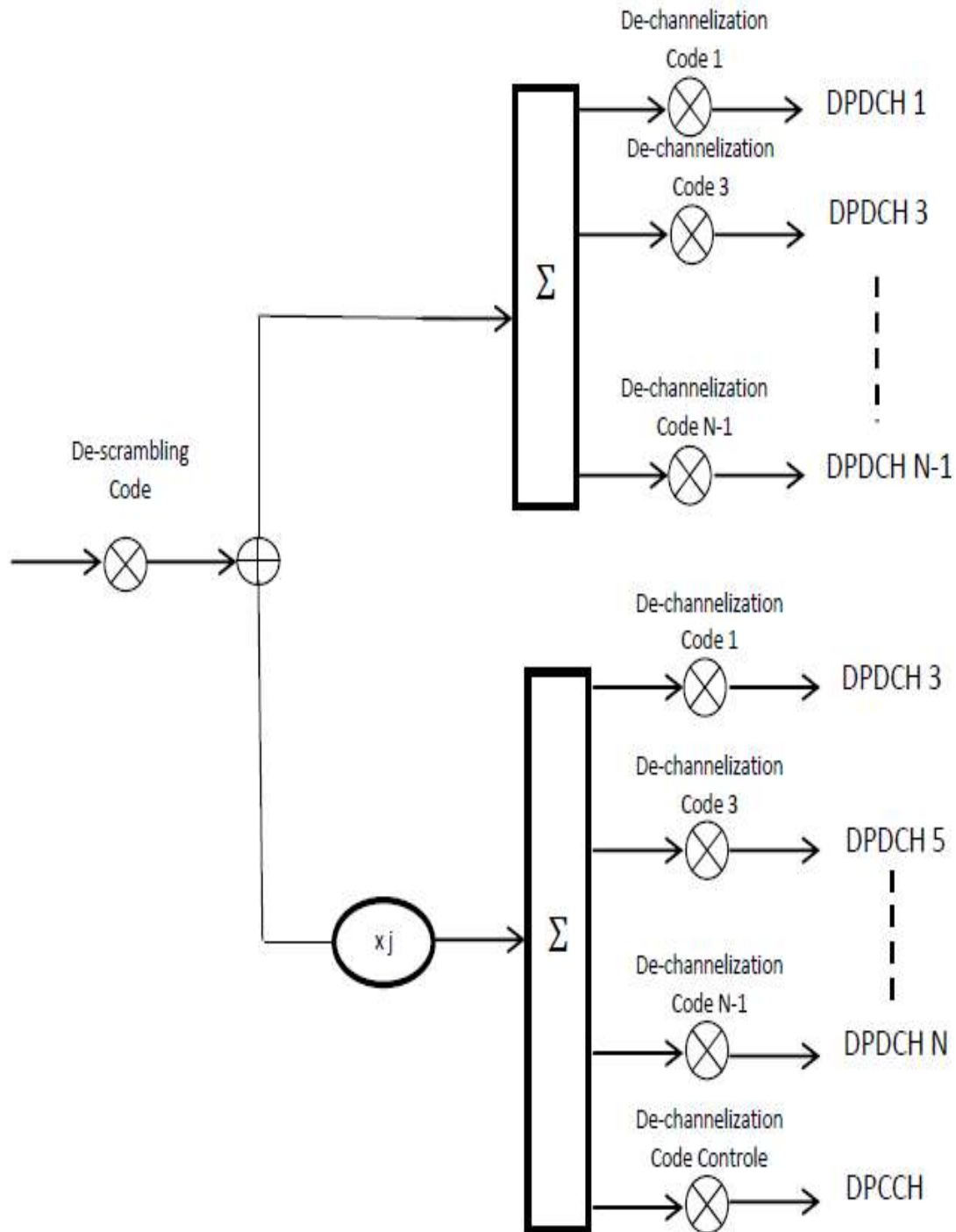


Figure V.5- Réception sur plusieurs canaux DPDCH.

V.3.3 Paramètres de simulation

- Nombre de services $U = [1, 3, 6]$.
- Les codes de canalisation sont les codes OVSF.
- Les codes d'embrouillage sont des séquences complexes.
- Facteur d'étalement des codes OVSF $SF = [8, 32, 64, 128, 256]$.
- La longueur de code d'embrouillage = 256.

V.3.4 Influence du SF sur les performances de la technique W-CDMA

Pour cette partie de simulation, nous considérons une chaîne de transmission WCDMA comme décrite dans la section précédente avec un nombre fixe de services ($U=6$) et nous faisons varier le facteur d'étalement SF de [8, 32, 64, 128, 256].

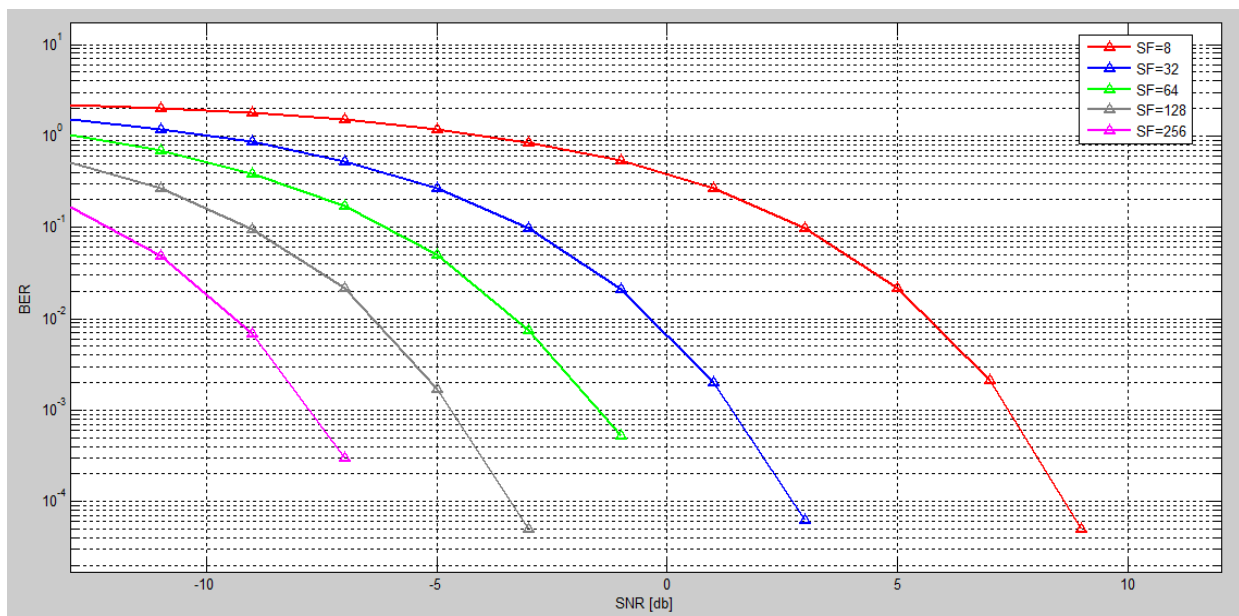


Figure V.6- Comparaison du BER pour une chaîne de transmission W-CDMA ($U=6$).

Le taux d'erreur pour une chaîne de transmission WCDMA, pour un SF de 8 et 32 chute plus faiblement et atteint des valeurs inférieures à 10^{-4} pour des SNR 3dB et 8dB respectivement, ce qui confirme que le signal émis est affecté par les perturbations des autres services.

Cependant, pour un SF de 64; 128 et 256, le BER chute plus rapidement et atteint des valeurs inférieures à 10^{-3} pour des SNR inférieur à 0dB.

- SF=64 Le BER est inférieur a 10^{-2} pour un SNR=-2dB.
- SF=128 Le BER est inférieur a 10^{-3} pour un SNR=-4dB.
- SF=256 Le BER est inférieur a 10^{-4} pour un SNR=-8dB.

Nous constatons, d'après la **Figure V.6** des améliorations significatives en termes de BER en augmentant le SF, puisque plus le facteur d'étalement SF est élevé, plus le taux d'orthogonalité sera élevé, ce qui garantit une meilleure qualité de transmission.

V.3.5 Influence du nombre de services sur les performances du système

Pour cette partie de simulation, nous préservons les mêmes paramètres de simulation. Nous fixons le facteur d'étalement SF à 32 et nous faisons varier le nombre de services (U=1, 3, 6).

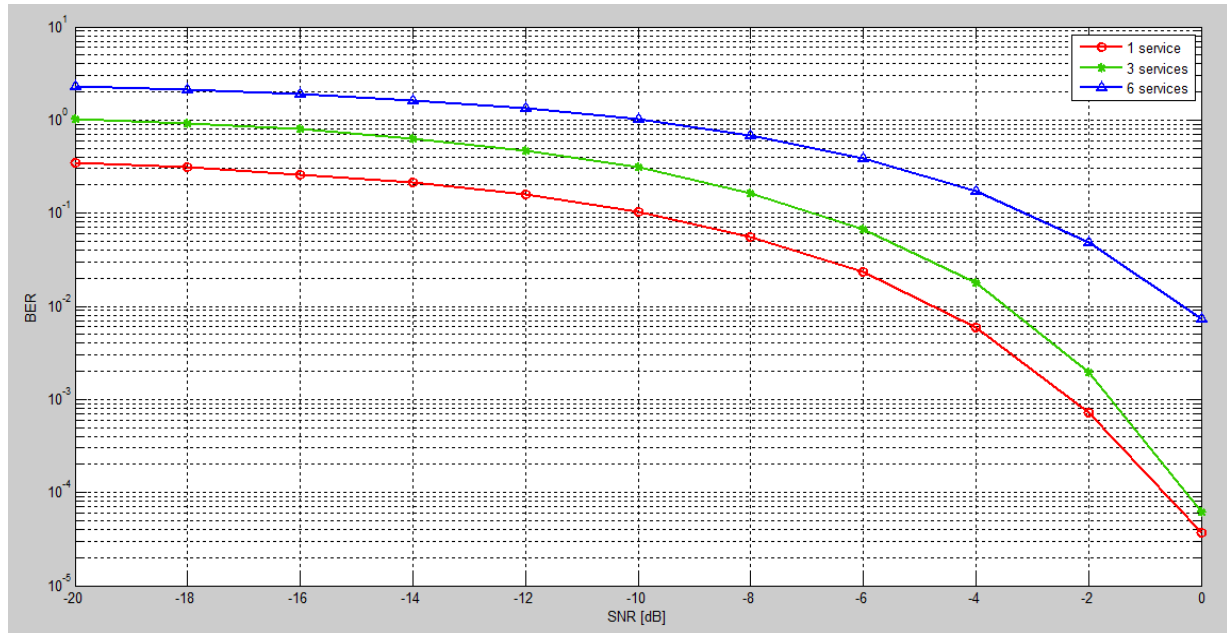


Figure V.7- Comparaison du BER pour une chaîne de transmission W-CDMA (SF=32).

D'après la **Figure V.7**, nous nous consignons que les performances du système W-CDMA se dégrade par l'augmentation du nombre de services.

- Le BER pour U=1 est inférieur à 10^{-3} pour un SNR=-2dB.
- Le BER pour U=3 est inférieur à 10^{-2} pour un SNR=-2dB.
- Le BER pour U=6 est inférieur à 10^{-1} pour un SNR=-2dB.

Malgré le nombre important de service (U=6), le BER atteint une valeur inférieure à 10^{-1} pour un SNR= -2dB, ce qui prouve le caractère multiservices de la technique W-CDMA.

Nous avons constaté que les performances s'améliorent si la longueur du code augmente et le nombre de services diminue.

V.4 Système MIMO W-CDMA

Afin d'améliorer les performances en termes du BER, nous avons pensé à augmenter le nombre d'antennes émettrices et réceptrices, pour cela, nous avons opté pour le système MIMO beamforming basé sur l'algorithme qui maximise le rapport signal sur bruit dans un contexte large bande.

Le schéma de transmission de la technique MIMO W-CDMA est illustré par la **Figure V.8**. Les canaux DPDCH et DPCCH sont transmis respectivement sur les voies en phase et en quadrature. Dans un premier temps les canaux physiques ainsi que le canal de contrôle sont respectivement et indépendamment étalés par des codes OVSF distincts de longueur SF. Les codes OVSF appliqués sont orthogonaux entre eux. Ensuite, un deuxième niveau de codage est appliqué «code d'embrouillage» pour distinguer l'utilisateur des autres transmettant dans la même bande de fréquence.

Le signal va se multiplier par des pondérations $w_{t_{n_t}}$ selon le nombre d'antennes n_t et transmit sur les canaux. Quant à la réception le signal reçu par chaque antenne est multiplié par la pondération de la réception calculée par l'algorithme itératif.

Le récepteur contient le bloc « récepteur WCDMA » qui a pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis à partir du signal reçu.

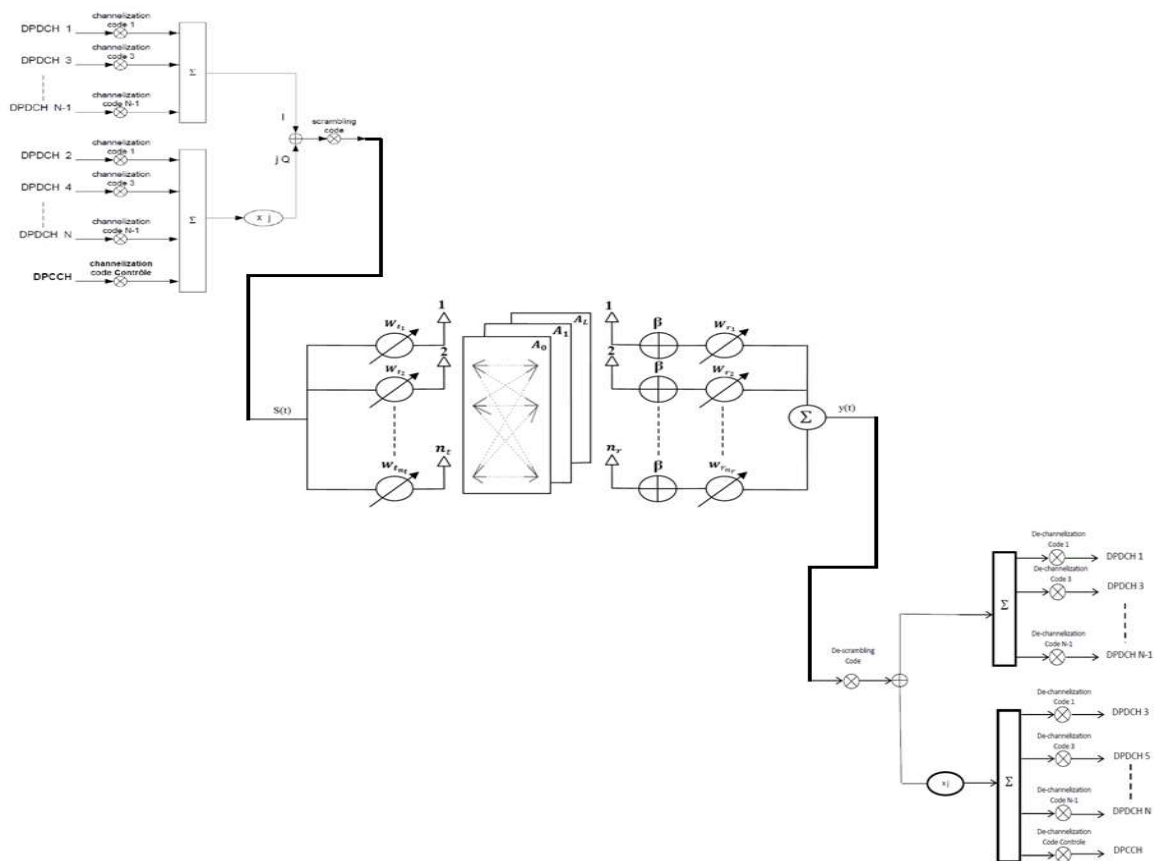


Figure V.8- Configuration MIMO W-CDMA.

V.4.1 Etude de système MIMO-WCDMA

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

Un générateur pseudo aléatoire génère les symboles des 6 services utilisés dans notre simulation. Ces symboles seront transmis par l'émetteur MIMO-WCDMA 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 :

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

V.4.2 Paramètres de simulation MIMO

- Nombre de services $U=6$.
- Les codes de canalisation sont les codes OVSF.
- Les codes d'embrouillage sont des séquences complexes.
- Facteur d'étalement des codes OVSF $SF = 32$.
- La longueur de code d'embrouillage =256.
- La modulation utilisée BPSK.
- Nombre d'antennes = 1 à 8.
- Nombre de trajets varie de 1 à 7.

Le bruit additif est considéré comme un bruit blanc gaussien (AWGN).

V.4.3 Influence du nombre d'antennes 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-WCDMA. Pour cela, nous préservons le même nombre de trajets ($L=3$) pour les différents systèmes MIMO ($2*2$, $3*3$, $4*4$, $8*8$).

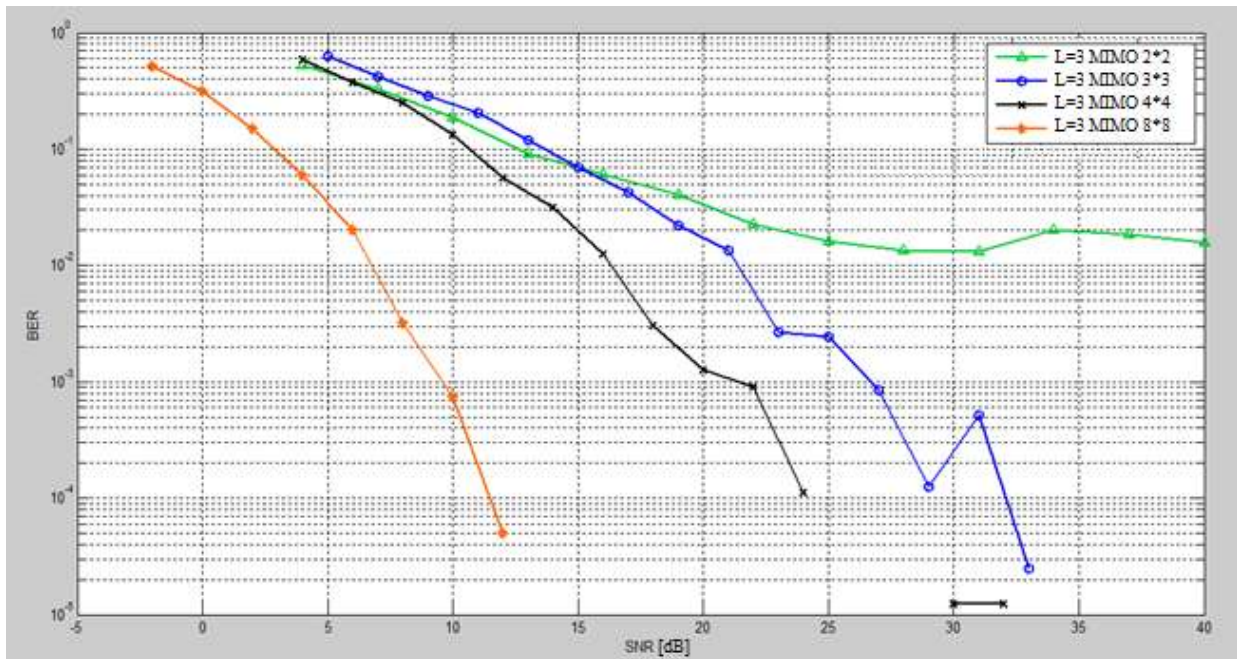


Figure V.9- Influence du nombre d'antennes sur les performances du système.

D'après la **Figure V.9**, nous constatons que les performances s'améliorent avec l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception. Les meilleurs résultats sont obtenus pour un système MIMO-WCDMA 8x8. Nous remarquons aussi que les résultats sont médiocres pour un système MIMO-WCDMA 2x2. Ceci s'explique par le degré de liberté qui est insuffisant dans ce cas pour calculer les pondérations optimales à l'émission et à la réception.

Pour le SNR= 10dB, nous avons les taux d'erreurs suivants :

- $BER < 10^0$ pour le système MIMO 2*2 W-CDMA.
- $BER < 10^0$ pour le système MIMO 4*4 W-CDMA.
- $BER < 10^0$ pour le système MIMO 3*3 W-CDMA.
- $BER < 10^{-3}$ pour le système MIMO 8*8 W-CDMA.

Nous constatons que la diminution du BER est en relation directe avec l'augmentation du nombre d'antennes.

V.4.4 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-WCDMA dans un canal radio-mobile. Nous fixons chaque fois le nombre d'antennes et on fait varier le nombre de trajets.

V.4.4.1 Système MIMO-WCDMA 2*2

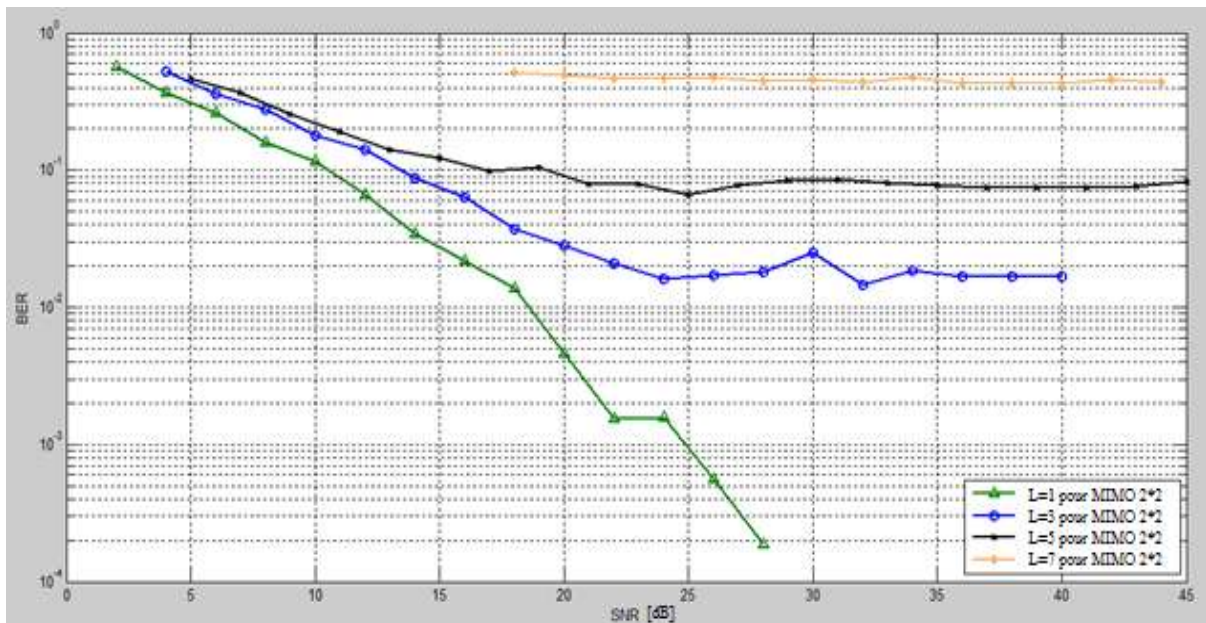


Figure V.10- Performances du système MIMO 2*2.

Le taux d'erreur pour un système MIMO-WCDMA 2×2, avec un canal direct et un canal retardé ou un canal direct et deux canaux retardés et est inférieur à 10⁻³ pour un SNR de 25dB, 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 et plus de 2 canaux retardés est supérieur ou égale à 10⁻², le signal reçu est affecté par les perturbations principales : le BBGA et l'évanouissement du canal.

Un système avec deux éléments d'antennes n'as pas un degré de liberté suffisant pour combattre le bruit et l'évanouissement du canal.

L'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans un système MIMO-WCDMA 2×2 avec un canal direct et un canal retardé au niveau d'émission et de réception a donné des solutions optimales.

V.4.4.2 Système MIMO-WCDMA 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-WCDMA 3×3.

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

Le taux d'erreur pour un système MIMO-WCDMA 3×3, avec un canal direct et cinq canaux retardés atteint la valeur de 10⁻³ pour différents valeurs du SNR, ce qui montre bien

l'utilité de l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception pour un système MIMO adaptatif.

L'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans un système MIMO-WCDMA 3×3 avec un canal direct et jusqu'à cinq canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

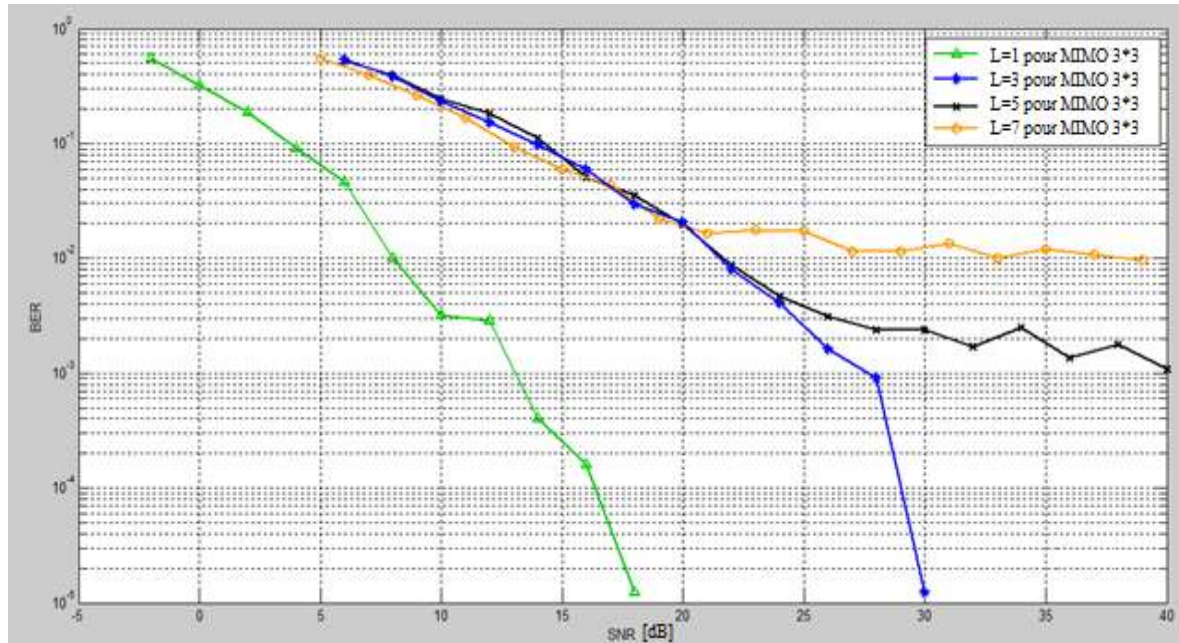


Figure V.11- Performances du système MIMO 3×3 .

V.4.4.3 Système MIMO-WCDMA 4×4

Le taux d'erreur pour le système MIMO-WCDMA 4×4 , avec un canal direct et jusqu'à cinq canaux retardés est nettement plus favorable ($BER_5 < 10^{-4}$ pour un SNR de 28dB).

Le BER d'une chaîne de transmission MIMO –WCDMA 4×4 , avec un canal direct et jusqu'à cinq canaux retardés chute plus rapidement pour des SNR croissants.

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

Nous constatons que l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans une chaîne MIMO-WCDMA 4×4 avec un canal direct et jusqu'à cinq canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

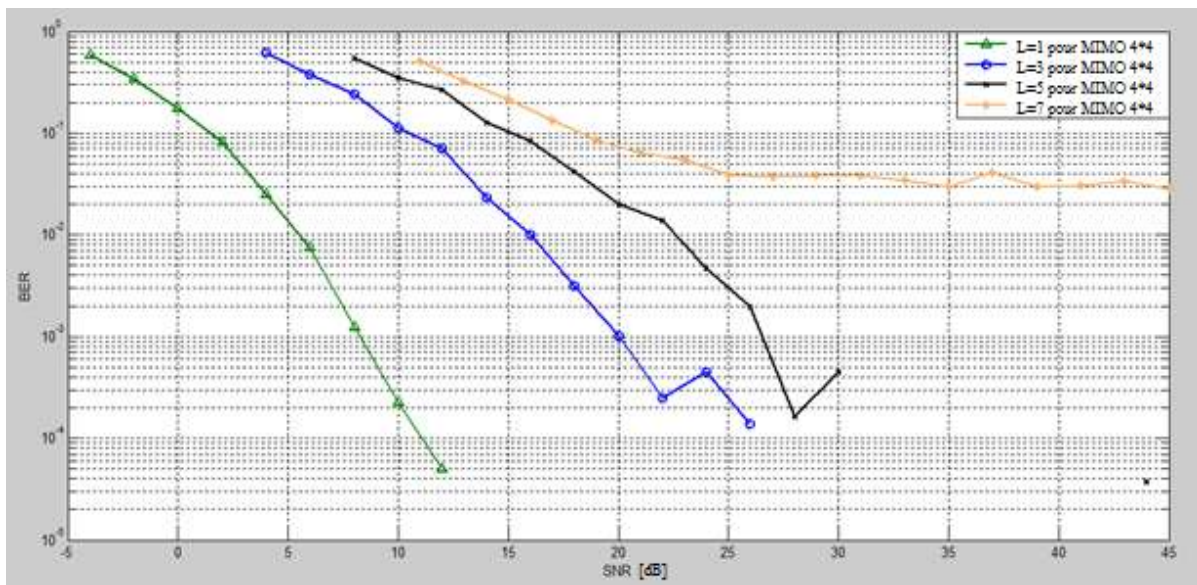


Figure V.12- Performances du système MIMO 4*4.

V.4.3.4 Système MIMO-WCDMA 8*8

Le taux d'erreur pour le système MIMO-WCDMA 8 × 8, avec un canal direct et sept canaux retardés est inférieur à 10⁻⁴ pour un SNR de 25dB.

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

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

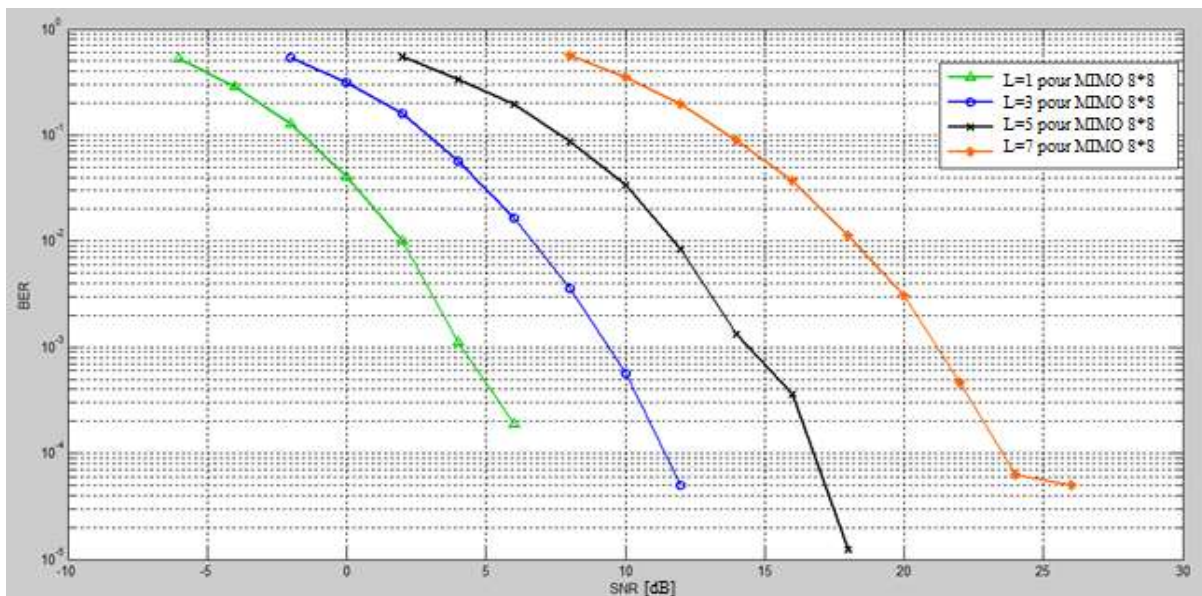


Figure V.13- Performances du système MIMO 8*8.

D'après les Figures V.10, 11, 12, 13, on remarque que si on veut avoir un nombre important de trajets multiples et avoir en même temps un Taux d'erreur (BER) minimal la solution la plus simple c'est d'augmenter le nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

V.4.4 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-WCDMA. Pour cela nous considérons un système MIMO-WCDMA 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 4 et 100 respectivement.

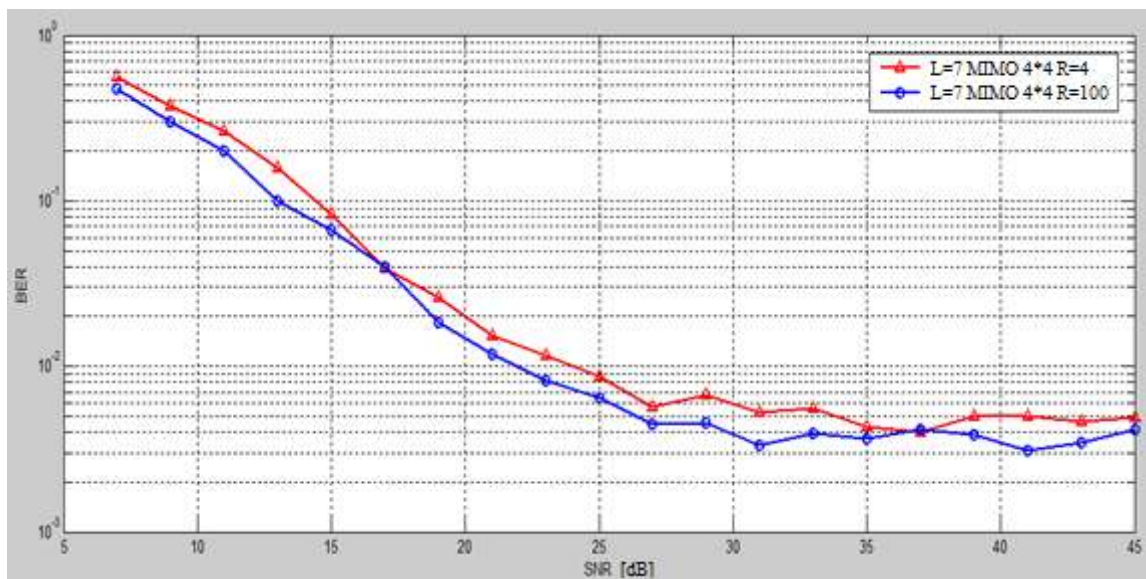


Figure V.14- Système MIMO 4*4 pour L=7 trajet avec R=4, 100.

D'après la Figure V.14, il n'y a pas trop de différences en ajoutant 4 ou 100 symboles pour retarder les trajets et cela est dû à la grande taille de la trame W-CDMA qui est de 2560 chips ($2560 \gg 4$).

V.5 Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre la combinaison du système WCDMA avec le système MIMO adaptatif basé sur l'algorithme qui maximise le rapport signal sur bruit. En utilisant une programmation MATLAB, nous avons montré dans un premier temps, l'influence du nombre de services et la longueur du code pour améliorer les performances du système WCDMA ainsi que l'influence du nombre d'antennes et le nombre de trajets retardés sur les performances du système MIMO beamforming.

Ensuite nous avons étudié l'influence du nombre d'antennes et de trajets retardés sur les performances du système MIMO-WCDMA basé sur l'algorithme adaptatif qui maximise

le rapport signal sur bruit. Nous avons constaté que l'augmentation du BER est en relation directe avec l'augmentation du nombre de trajets. Ainsi, les performances de système MIMO-WCDMA s'améliorent considérablement en augmentant le nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

Nous concluons donc que l'efficacité de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences proposé, associé avec la technique large bande WCDMA croît proportionnellement avec l'ordre de diversité.

CONCLUSION GENERALE

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. Ce travail a été initié dans ce contexte et porté sur l'étude des techniques de transmission utilisant des réseaux d'antennes à l'émission et à la réception (MIMO)

Dans un premier temps, nous avons décrit les mécanismes de propagation dans la transmission sans fil, les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment les canaux à évanouissements qui caractérisent le mieux les communications radio-mobiles. Ainsi, l'évolution observée des systèmes de radiocommunications mène au constat de la nécessité de la recherche de nouvelles solutions résistantes aux interférences et aux multi-trajets. Pour lutter contre ces contraintes, nous avons présenté les différentes sortes de diversité afin d'améliorer les performances des systèmes de communications sans fil.

En second lieu, nous avons présenté brièvement l'Accès Multiple à Répartition par Codes (CDMA) qui rend le signal difficilement détectable par des récepteurs auxquels le message n'est pas destiné, et le CDMA à large bande (WCDMA) qui est une extension du concept de CDMA à Bande étroite. Ensuite nous avons étudié la couche physique et ces caractéristiques telles que les codes, la modulation en Uplink/downlink et la Structure de trame WCDMA.

Dans le chapitre 3 nous avons présenté brièvement les antennes réseaux. Nous avons aussi détaillé la structure des antennes intelligentes et les techniques de formation de voies et annulation d'interférents et la formation de voies optimales.

Dans le quatrième chapitre, nous avons décrit les différentes architectures MIMO, et les codages spatio-temporels en blocs ou en treillis, ainsi que le multiplexage spatial, telle l'architecture VBLAST développée par les laboratoires Bell.

Nous avons ensuite détaillé les récepteurs envisageables pour ce type de transmission, qu'ils soient linéaires ou non.

Le dernier chapitre a été consacré à la simulation de l'association de système MIMO avec la technique WCDMA et l'étude de ces performances.

En utilisant une programmation MATLAB, nous avons montré l'influence des trajets multiples sur les antennes MIMO et l'influence des nombres antennes dans une transmission MIMO, ce qui nous a induits à remarquer des améliorations significatives en termes de SNR en diminuant le nombre de trajets et augmentant le nombre d'antennes.

Conclusion générale

Ensuite nous avons montré l'influence du nombre de services et la longueur du code pour améliorer les performances du système WCDMA. Nous avons constaté que les performances s'améliorent si la longueur du code augmente.

Au final, ces performances sont très améliorées lorsqu'on associe la technologie WCDMA avec la technique MIMO, vu que le rapport signal sur bruit (SNR) augmente, ce qui assure une transmission parfaite.

- [1] **LUXEY.C**, « *Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO - Application aux petits objets nomades communicants* ». Université de Nice-Sophia Antipolis (France) et de l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar (Sénégal), 12 Décembre 2013.
- [2] **JEMMALI.A**, « *Modélisation Et Emulation des Canaux De propagation Des Système MIMO* ». Ecole De Technologie Supérieure Université Du Québec, 15 Novembre 2004.
- [3] **Rappaport.T.S**, « *Wireless Communication Principal and practice* ». Upper Saddle River, N.J: Prentice-Hall, 1991.
- [4] **Durgin.G.D**, « *Space-time wireless channels* ». Upper Saddle River, N.J.:2003.
- [5] **FEROUANI.S**, « *Traitement d'Antennes Adaptatives pour l'Optimisation des Performances des Systèmes MIMO-OFDM dans les Réseaux de Télécommunications Sans Fil*». UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID – TLEMCCEN- 2014.
- [6] **PRAYONGPUN.N**, « *Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avance exploitant la diversité de polarisation* ». Laboratoire Grenoble Image Parole Signal Automatique (GIPSA-lab.), 29 avril 2009.
- [7] **BELARBI.M.A & BAROUDI.Z**, « *La technologie W-CDMA étendue dans les systèmes multi-antennes* ». Université Abou bekr Belkaid – Tlemcen-Faculté de Technologie, Département de Génie Electrique et Electronique, 2012/1013.
- [8] **IKHLEF.I**, « *L'analyse du système d'acquisition multi-porteuse a séquence direct (MC-DS-CDMA) dans un canal Rayleigh* ». Université Mentrouri de Constantine Faculté des sciences de l'ingénieur Département d'électronique.
- [9] **RAMJEE.P & TERO.O**, « *CDMA Evolution toward Wideband CDMA* » IEEE 1998.
- [10] **ABBAS.I**, « *Protocoles d'accès multiple orientes qualité de service en constellation de satellite a orbite basse* ». 5 April 2004.
- [11] **MAZEN.Y**, « *Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA* ». Université Paul Verlaine – Metz, 08 Juin 2009.
- [12] **Dr TRAORE**, « *Réseau mobile avances et qualité de service* ». Université Nantes Aviron, 2007 – 2008.
- [13] **SANCHEZ.R.M**, « *3G Systems WCDMA (UMTS) & CDMA2000* ». Enginyeria Tècnica de Telecomunicació, especialitat Telemàtica, 28 février 2005.
- [14] **NOWICKI.D & ROULELIOTIS.J**, « *Smart antenna Strategies* ». Mobile Communications International, April 1995, p.53-56.
- [15] **JOSEPH.C & LIBERTIJR & THEODORE.S**, « *Rappaport, "Smart Antennas For Wirless Communications: IS – 95 and Third Generation CDMA Applications* ». 12 April, 1999.

- [16] **GHAYOULA.R**, « *Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones* ». Laboratoire de Physique de la Matière Molle, Unité de Recherche des Circuits et Systèmes d'Electroniques à Haute Fréquence, 2092, El Manar I. Tunis, Tunisie, 27 décembre 2008.p.06.
- [17] **BURACHINI.E & MURATORE.F & PALESTINI.V & SINIBALIDI.M**, « *Performance analysis of a mobile system based on combined SDMA/ CDMA access technique* ». Proceedings of The International Symposium on Spread Spectrum, Hanover (Germany), Sep 1996, pp.370-374.
- [18] **FADLALLAH.N**, « *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 limoge école doctorale science – Technologie – Santé faculté des sciences et technique, 24 Mai 2005.pp.10-11.
- [19] **FERNANDES.J & SOUSA.O & NEVES.J**, « *Impact of the Antenna Set-up and arrays on mobile radio systems, Proccedings of the international conference on universal and personal communications* ». 95, ICUPC, Tokyo (Japan), Nov.6-10, 1995, pp.387-391.
- [20] **TABBANE.S**, « *Réseaux Mobiles* ». Editions HERMES, Paris, 1997.
- [21] **BRUNO.P & HALL.P**, « *Robust Modulation Methods and Smart Antennas in Wireless Communications* ». Prentice Hall PTR, 31 August, 1999.
- [22] **KHELIFA.H & GILLES.Y.D**, « *Conception et réalisation d'antennes intelligentes, Laboratoire de Radiocommunications et de Traitement du Signal* ». IEEE 1998-1999, p.77.
- [23] **RAPPORT UIT-R M.2040**, « *Antennes adaptatives et principales caractéristiques techniques* ». 2004. P.05.
- [24] **BUTLRT.J.R**, « *Lowe, Beam forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas* ». Electron. Design, Apr. 1961. Volume 9: p. 170-173.
- [25] **GUNTJER.C.G & PADGETT.J.E & HATTORI.T**, « *Overview of Wireless Personal Communications* ». IEEE Communications Magazine, Vol.33, N°1, pp. 28-41, 1995.
- [26] **SWALES.S.C & BEACH.M.A & EDWARDS.D.J & MCGREEHAN.J.P**, « *The performance Enhancement of Multibeam Adaptive Base-Station Antennas for Celluar Land Mobile Radio Systems* ». IEEE Trans. Veh. Tech., vol. VT-39, No. 1, pp. 56-67, Feb. 1990.
- [27] **GENT.H**, « *The bootlace aerial* ». Royal Radar Establishment J., Oct. 1957, pp. 47-57.
- [28] **BELARBI.M.A & BAROUDI.Z**, « *La technologie W-CDMA étendue dans les systèmes multi-antennes* ». Université Abou bekr Belkaid – Tlemcen-Faculté de Technologie-Département de Génie Electrique et Electronique, 2012/1013, p 39, p44, p46, p 50.
- [29] **JEMMALI.A**, « *Modélisation Et Emulation des Canaux De propagation Des Système MIMO* ». Ecole De Technologie Supérieure Université Du Québec, 15 Novembre 2004, p41.

- [30] **HONGZHI.W**, « *Architectures reconfigurables a base d'opérateur CORDIC pour le traitement du signal: Applications aux récepteurs MIMO* ». L'UNIVERSITÉ DE RENNES I, 28 avril 2009, p15, p17, p20.
- [31] **FOSHINI.J.G**, « *Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas* ». Bell Labs Technical Journal, pages 41–57, autumn 1996.
- [32] **GOLDEN.G & FOSHINI.G & VALENZUELA.R & WOLNIASKY.P**, « *Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communication architecture* ». Electronics Letters, vol. 35, pages 14–15, January 1999.
- [33] **WOLNIANSKY.P.W & FOSCHINI.G.J & GOLDEN.G.D & VALENZUELA.R.A**, « *VBLAST : an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel* ». 1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, ISSSE 98., pages 295–300, 29 Sep-2 Oct 1998.
- [34] **JEFFREY.D.C**, « *A Study Of Despread-Respread Multitarget Adaptive Algorithms In An AWGN Channel* ». The Florida state University famu-fsu college of engineering, these doctorat, September 2005, p83, p84, p85.
- [35] **MABROUK.K & MOHAMED.C & CHARKA.S.A & HUYART.B**, « *A practical DIDO communications platform* ». Wireless Technology, IEEE European Microwave Conference.
- [36] **COLLIN.L**, « *Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale* ». L'Université de Bretagne Occidentale, Laboratoire d'accueil : LEST - UMR CNRS 6165.
- [37] **CHANG.R.W & GIBBY.R.A**, « *A theoretical study of the performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme* ». IEEE Trans, vol. COM-16, no. 4, pp. 527-540, Aug. 1968.
- [38] **PRASAD.R**, « *Universal wireless personal communications* ». Norwood, MA: Artech House, 1998.
- [39] **NEE.R.V & PRASAD.R**, « *OFDM for wireless multimedia communications* ». Norwood, MA: Artech House, 1999.
- [40] **KIKUMA.N**, « *Adaptive signal processing with array antenna* ». Science Technology Publishing Co., Tokyo, 1999.
- [41] **KARASAWA.Y**, « *Radio wave Propagation Fundamentals of Digital Mobile Communications* ». Corona Publishing Co., Ltd., Tokyo, 2003.

Résumé:

La demande croissante des services de communication multimédia a poussé les chercheurs pour développer des nouvelles techniques dans le domaine de communications, afin de répondre à ces besoins.

Pour cette raison, on présente dans ce mémoire un système MIMO associé avec la technique large bande WCDMA avec un algorithme adaptatif désigné pour les antennes intelligentes. Cet algorithme est basé sur la maximisation du rapport signal sur bruit. Le WCDMA 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 : WCDMA, CDMA, MIMO, Antennes Intelligentes, Algorithmes Adaptatifs, maximisation du rapport signal sur bruit.

Abstract:

The growing demand for multimedia communications services has led researchers to develop new techniques in the communications field.

For this reason, we present in this work the system MIMO associated with WCDMA broadband technology with an adaptive algorithm designated for smart antennas.

This algorithm is based on maximizing the signal to noise ratio. WCDMA is designed for multiple antennas in order to operate an effective robustness against multipath effects and flexible multi-user, as well as the diversity offered by the MIMO system for mobile radio channels. Our MATLAB simulation in a multipath channel with the presence of interferences can check system performance. Simulation results show that our system is performed well in a multi-path channel.

Key words: WCDMA, CDMA, MIMO, Smart antennas, Adaptive Algorithms.