



**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Université Abou bekr Belkaid – Tlemcen**  
**Faculté de Technologie**  
**Département de Génie Electrique et Electronique**

**Filière : Télécommunications**

**Option : Photonique et Réseaux Optique de Télécommunications**

**Intitulé : La technologie W-CDMA étendue dans les systèmes multi-antennes.**

**Présenté par :**

**BELARBI Mohammed El Amin**

**BAROUDI Zakaria**

**Jury :**

**Président : Mr BENDIMERAD Fethi Tarik**

**Professeur Université de Tlemcen**

**Encadrant : Mr BAHRI Sidi Mohammed**

**MCB Université de Tlemcen**

**Co- encadrant : Mlle BERHAB Souad**

**Doctorante Université de Tlemcen**

**Examineur : Mr DJENNAS Sidi Ahmed**

**MCA Université de Tlemcen**

**Examineur : Mr BORSALI Ahmed Riad**

**MCA Université de Tlemcen**

**Année Universitaire : 2012-2013**

# 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** ainsi que **Mlle S.BERHAB** qui ont 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 F.T. BENDIMERAD** 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 **Mr S.A.DJENNAS** et **Mr A.R. BORSALI** qui ont 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*

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

*Et la patience.*

*A mes chères sœurs.*

*A toute la famille BAROUDI*

*Et surtout à: Nouamen, Fethallah, Réda, Amine, Mohammed, Ibrahim, Khadir, Youcef*

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

*A toute la promo de protons 2012/2013*

*Je dédie ce travail.*

*Baroudi Zakaria*

# *Dédicaces*

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

*Et la patience.*

*A ma chère sœur.*

*A toute la famille BELARBI*

*Et surtout à tous mes chers amis*

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

*A toute la promo de PROTONS 2012/2013*

*Je dédie ce travail.*

*Belarbi Med El Amin*

Over the last ten years, multi-antenna systems (MIMO) for mobile and fixed wireless communications have revolutionized the possibilities offered for numerous telecommunication application domains. Using multiple antennas at both ends of the link considerably increases the capacity of wireless systems. However, the digital algorithms needed to realize these systems are complex and constitute a challenge in order to define powerful hardware architectures. The objective of this work is based precisely on the study of multi-antenna systems in a context CDMA broadband to optimize the use of bandwidth, to create the conditions necessary for the implementation of new multimedia applications.

The performances of the various systems are finally evaluated on an AWGN channel, in particular examining the influence of the number of services and the length of the code on the system performance. In these contexts, the comparison between the different configurations, shows that the MIMO-STBC system associated with the WCDMA technique provides a significant performance improvement compared to the other case studies.

**Key words:** MIMO Technology, CDMA Technology, WCDMA Technology, AWGN Channel, MIMO-STBC Systems

## Résumé

---

Depuis une dizaine d'années, l'avènement des techniques multi-antennes (ou MIMO) pour les communications sans fil, mobiles ou fixes, a révolutionné les possibilités offertes pour de nombreux domaines d'application des télécommunications. La disposition de plusieurs antennes de part et d'autre du lien, augmente considérablement la capacité des systèmes sans fil. Cependant, les algorithmes numériques à mettre en œuvre pour réaliser ces systèmes sont autrement complexes et constituent un challenge quant à la définition d'architectures matérielles performantes. L'objectif du présent travail repose précisément sur l'étude des systèmes multi-antennes dans un contexte CDMA large bande afin d'optimiser l'utilisation de la bande passante, de créer les conditions nécessaires à la mise en œuvre de nouvelles applications multimédias.

Les performances des différents systèmes sont enfin évaluées sur un canal AWGN, en examinant notamment l'influence du nombre de services et la longueur du code sur les performances de système. Dans ces différents contextes, la comparaison entre les différentes configurations, montre que le système MIMO-STBC associé à la technique WCDMA apporte une amélioration significative des performances par rapport aux autres cas d'étude.

**Mots clés :** Technologie MIMO, Technologie CDMA, Technologie WCDMA, Canal AWGN, Système MIMO-STBC

Remerciements .....	i
Dédicaces.....	ii
Résumé .....	iii
Abstract .....	iv
Tables des Matières.....	v
Tables des Figures.....	ix
Acronymes et abréviations .....	vi
<b>Introduction Générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Généralité sur les transmissions numériques</b>	
I.1-Introduction.....	3
I.2- Chaîne de transmission numérique classique.....	3
I.3- Canaux de transmission.....	6
I-3.1- Définition.....	6
I.3.2- Description des phénomènes physiques à l'intérieur du canal.....	6
I.3.2.1- Les phénomènes à grande échelle.....	6
I.3.2.2- Les phénomènes à petit échelle.....	7
I.4-Canal à bruit additif blanc gaussien.....	8
I.5- Canaux à évanouissements.....	9
I.6-Notion de Sélectivité.....	11
I.6.1- Canal sélectif en fréquence.....	11
I.6.2- Canal sélectif en temps.....	12
I.6.3- Canal sélectif en temps et en fréquence.....	12
I.6.4- Canal non sélectif.....	12
I.7-Notion de Diversité.....	13
I.7.1-Diversité temporelle.....	13
I.7.2-Diversité fréquentielle.....	14
I.7.3-Diversité de polarisation.....	14
I.7.4-Diversité spatiale.....	14
I.8-Techniques de combinaison de diversité.....	15
I.8.1- Combinaison par commutation.....	16
I.8.2- Combinaison par sélection.....	17
I.8.3- Combinaison par gain égal (EGC).....	17
I.8.4- Combinaison par rapport maximal (MRC).....	18

I.9- Conclusion.....	18
<b>Chapitre II : La technique W-CDMA</b>	
II.1-Introduction.....	19
II.2-Techniques d'accès multiples.....	19
II.2.1- Accès multiple par répartition de fréquence(FDMA).....	19
II.2.2- Accès multiple par répartition de temps(TDMA).....	20
II.2.3- Accès multiple par répartition de codes (CDMA).....	21
II.3-Etalement de spectre.....	21
II.3.1- Propriétés de l'étalement de spectre.....	22
II.3.2- Étalement de spectre avec saut de fréquence.....	23
II.3.3- Étalement de spectre avec saut de temps.....	23
II.3.4- Étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA).....	24
II.3.4.1-Principes du DS-CDMA.....	25
II.4- Description générale de la chaîne de transmission W-CDMA.....	26
II.4.1- Étalement de spectre dans le W-CDMA.....	26
II.4.2-Propriétés des codes utilisés pour l'étalement de spectre.....	27
II.4.3- Code de canalisation.....	28
II.4.3.1- La canalisation voie descendante.....	30
II.4.3.2- La canalisation voie montante.....	31
II.4.4- Code d'embrouillage.....	32
II.4.5-Récepteur multi trajet (RAKE).....	33
II.4.6 Avantages et inconvénients de la WCDMA.....	34
II.5- Comparaison entre le CDMA et W-CDMA.....	36
II.6-CONCLUSION.....	38
<b>Chapitre III : Les systèmes Multi-antennes</b>	
III.1-INTRODUCTION.....	39
III.2-PRESENTATION DES SYSTEMES MIMO.....	39
III.3- ARCHITECTURE MIMO.....	40
III.3.1- Système SISO.....	41
III.3.2- Système SIMO.....	41
III.3.3- Système MISO.....	41
III.3.4- Système MIMO.....	42
III.4- Modèle de système.....	42
III.5-Codes spatio-temporels.....	44
III.5.1- Codage spatio-temporel en treillis.....	45

III.5.2- Codes spatio-temporels par blocs.....	46
III.6- Multiplexage spatial.....	48
III.7- MIMO Beamforming.....	50
III.8- Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO.....	51
III.8.1- Critère de forçage à zéro.....	51
III.8.2 Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM).....	52
III.8.3 Détecteur à annulation successive d'interférences (ASI).....	52
III.8.4 Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV).....	54
III.8.5 Récepteur rapide basé sur le MV pour canaux à évanouissements de Rice.....	55
III.9-Conclusion.....	56
 <b>CHAPITRE IV : ETUDE D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION MULTI ANTENNAIRES STBC DANS UN CONTEXTE LARGE BANDE</b>	
IV-1.Introduction.....	57
IV-2.Paramètres de simulation.....	57
IV-3.Etude d'une chaîne de transmission W-CDMA.....	57
IV.3.1-Influence du SF sur les performances de la technique W-CDMA.....	59
IV.3.2-Influence du nombre de services sur les performances du système.....	60
IV-4.Etude des performances des systèmes multi antennes dans un contexte large bande.....	61
IV-4-1. Système SISO W-CDMA.....	62
IV-4-2. Système MISO W-CDMA.....	63
IV-4-3. Système MIMO W-CDMA.....	64
IV-4-3-1. Influence du nombre d'antennes sur les performances du système.....	65
IV-4-3-2. Comparaison entre un système W-CDMA et MIMO STBC W-CDMA.....	66
IV-4-3-3. Influence du SF sur un système MIMO STBC W-CDMA.....	67
IV-4-3-4. Influence du nombre de services sur un système MIMO STBC W-CDMA.....	68
IV.5-Conclusion.....	69
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>71</b>
 <b>BIBLIOGRAPHIE ET REFERENCES</b>	

<b>Figure I.1-</b> Chaîne de transmission numérique.....	4
<b>Figure I.2-</b> Le canal de propagation et le canal de transmission.....	6
<b>Figure I.3-</b> Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal.....	7
<b>Figure I.4-</b> Synoptique des phénomènes de propagation.....	8
<b>Figure I.5-</b> Représentation d'un canal à BBAG.....	8
<b>Figure I.6-</b> Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets.....	10
<b>Figure I.7-</b> un canal sélectif en fréquence.....	11
<b>Figure I.8-</b> Comparaison montrant un canal non sélectif.....	12
<b>Figure I.9-</b> Tableau récapitulatif des différentes sélectivités.....	13
<b>Figure I.10-</b> Principe de la diversité temporelle : répétition du signal avec un intervalle au moins égale à $T_c$ .....	14
<b>Figure I.11-</b> Principe de la diversité fréquentielle : répétition du signal sur des distantes au moins de $B_c$ ... ..	14
<b>Figure I.12-</b> Combinaison générale de signaux reçus sur un système multi-antennes.....	16
<b>Figure I.13-</b> Combinaison par commutation.....	16
<b>Figure I.14-</b> Combinaison par sélection (SC).....	17
<b>Figure I.15-</b> Combinaison par gain égal (EGC).....	17
<b>Figure I.16-</b> Combinaison par rapport maximal (MRC).....	18
<b>Figure II.1-</b> Le FDMA, accès multiple à répartition en fréquence.....	20
<b>Figure II.2-</b> Le TDMA, accès multiple à répartition en temps.....	20
<b>Figure II.3-</b> Techniques d'accès multiple CDMA.....	21
<b>Figure II.4-</b> Principe conceptuel de l'étalement de spectre.....	22
<b>Figure II.5-</b> chaîne simplifiée d'émission et de réception d'un système DS-CDMA.....	24
<b>Figure II.6-</b> Exemple d'étalement de spectre.....	25
<b>Figure II.7-</b> Fonctions effectuées par la couche « physique » dans la chaîne de transmission.....	26
<b>Figure II.8-</b> l'arbre des Codes pour la génération des codes OVSF (Code de Walsh Hadamard) .....	29
<b>Figure II.9-</b> Structure du slot de données sur la voie descendante.....	31
<b>Figure II.10-</b> Structure du slot de données sur la voie montante.....	32
<b>Figure II.11-</b> Génération des codes d'embrouillage.....	33
<b>Figure III.1-</b> Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.....	40
<b>Figure III.2-</b> Dispositif SIMO.....	41
<b>Figure III.3-</b> Dispositif MISO.....	41
<b>Figure III.4-</b> Dispositif MIMO.....	42
<b>Figure III.5-</b> Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices.....	43
<b>Figure III.6-</b> Architecture d'un système de codage spatio-temporel.....	44
<b>Figure III.7-</b> Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant émetteurs et une modulation MDP-4... ..	45
<b>Figure III.8-</b> Système de transmission spatio-temporel par couches.....	49
<b>Figure IV.1-</b> Transmission sur plusieurs canaux DPDCH.....	58

<b>Figure IV.2-</b> Réception sur plusieurs canaux DPDCH.....	59
<b>Figure IV.3-</b> Comparaison du BER pour une chaîne de transmission W-CDMA ( $U=6$ ) .....	60
<b>Figure IV.4-</b> Comparaison du BER pour une chaîne de transmission W-CDMA ( $SF=32$ ) .....	61
<b>Figure IV.5-</b> Performance du système SISO W-CDMA ( $SF=32$ ) .....	62
<b>Figure IV.6-</b> Schéma d'un système MISO STBC W-CDMA.....	63
<b>Figure IV.7-</b> Performance du système MISO STBC W-CDMA ( $U=6$ , $SF=32$ ) .....	63
<b>Figure IV.8-</b> Configuration MIMO STBC W-CDMA.....	64
<b>Figure IV.9-</b> Performances du Système MIMO STBC W-CDMA.....	65
<b>Figure IV.10-</b> Comparaison du BER pour les trois systèmes.....	66
<b>Figure IV.11-</b> Comparaison du BER entre W-CDMA et MIMO STBC W-CDMA.....	67
<b>Figure IV.12-</b> Influence du SF pour un système MIMO STBC W-CDMA.....	68
<b>Figure IV.13-</b> Influence de nombre service sur un système MIMO STBC W-CDMA.....	69

<b>AMRC</b>	Accès <b>M</b> ultiple à <b>R</b> épartition par les <b>C</b> odes
<b>ARIB</b>	<b>A</b> ssociation of <b>R</b> adio <b>I</b> ndustries and <b>B</b> usinesses
<b>ASI</b>	<b>A</b> nnulation <b>S</b> uccessive d'Interférences
<b>ASIO</b>	<b>A</b> nnulation <b>S</b> uccessive d'Interférences <b>O</b> rdonnée
<b>BBAG</b>	<b>B</b> ruit <b>B</b> lanc <b>A</b> dditif <b>G</b> aussien
<b>BLAST</b>	<b>B</b> ell <b>L</b> abs <b>S</b> pace <b>T</b> ime <b>A</b> rchitecture
<b>CDMA</b>	<b>C</b> ode <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiple <b>A</b> ccess
<b>CSI</b>	<b>C</b> anal <b>S</b> tate <b>I</b> nformation
<b>CST</b>	<b>C</b> odage <b>S</b> patio- <b>T</b> emporel
<b>CSTB</b>	<b>C</b> odage <b>S</b> patio- <b>T</b> emporel en <b>B</b> locs
<b>CSTBO</b>	<b>C</b> odage <b>S</b> patio- <b>T</b> emporel en <b>B</b> locs <b>O</b> rthogonaux
<b>CSTT</b>	<b>C</b> odage <b>S</b> patio- <b>T</b> emporel en <b>T</b> reillis
<b>D-BLAST</b>	<b>D</b> iagonal- <b>B</b> ell <b>L</b> abs <b>S</b> pace <b>T</b> ime <b>A</b> rchitecture
<b>DS-CDMA</b>	<b>D</b> irect- <b>S</b> equence <b>C</b> ode- <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiple- <b>A</b> ccess
<b>EGC</b>	<b>E</b> qual <b>G</b> ain <b>C</b> ombination
<b>EQMM</b>	<b>E</b> rreur <b>Q</b> uadratique <b>M</b> oyenne <b>M</b> inimale
<b>ERD</b>	Égaliseur à <b>R</b> etour de <b>D</b> écision
<b>ETSI</b>	<b>E</b> uropean <b>T</b> elecommunications <b>S</b> tandards <b>I</b> nstitute
<b>FDMA</b>	<b>F</b> requency <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiple <b>A</b> ccess
<b>FH-SS</b>	<b>F</b> requency <b>H</b> opping <b>S</b> pread <b>S</b> pectrum
<b>GFSK</b>	<b>G</b> aussian frequency-shift <b>k</b> eying
<b>GPS</b>	<b>G</b> lobal <b>P</b> ositioning <b>S</b> ystem
<b>H-BLAST</b>	<b>H</b> orizontal- <b>B</b> LAST
<b>IES</b>	<b>I</b> nterférence <b>E</b> ntre <b>S</b> ymboles
<b>LPD</b>	<b>L</b> ow <b>P</b> robability of <b>D</b> etection
<b>LST</b>	<b>L</b> ayered <b>S</b> pace- <b>T</b> ime
<b>MAI</b>	<b>M</b> ultiple <b>A</b> ccess <b>I</b> nterference
<b>MAQ</b>	<b>M</b> odulation d'Amplitude en <b>Q</b> uadrature
<b>MCTM</b>	<b>M</b> odulations <b>C</b> odées à <b>T</b> reillis <b>M</b> ultiple

<b>MDP</b>	<b>M</b> odulation par <b>D</b> éplacement de <b>P</b> hase
<b>MIMO</b>	<b>M</b> ultiple <b>I</b> nput <b>M</b> ultiple <b>O</b> utput
<b>MISO</b>	<b>M</b> ultiple <b>I</b> nput <b>S</b> ingle <b>O</b> utput
<b>MRC</b>	<b>M</b> aximal <b>R</b> atio <b>C</b> ombination
<b>MV</b>	<b>M</b> aximum de <b>V</b> raisemblance
<b>OVSF</b>	<b>O</b> rthogonal <b>V</b> ariable <b>S</b> preading <b>F</b> actor
<b>PEB</b>	<b>P</b> robabilité d'Erreur <b>B</b> inaire
<b>RNC</b>	<b>R</b> adio <b>N</b> etwork <b>C</b> ontroller
<b>RSB</b>	<b>R</b> apport <b>S</b> ignal sur <b>B</b> ruit
<b>SC</b>	<b>S</b> election <b>C</b> ombination
<b>SF</b>	<b>S</b> preading <b>F</b> actor
<b>SIMO</b>	<b>S</b> ingle <b>I</b> nput <b>M</b> ultiple <b>O</b> utput
<b>SIR</b>	<b>S</b> ignal-to- <b>I</b> nterference <b>P</b> ower <b>R</b> atio
<b>SISO</b>	<b>S</b> ingle <b>I</b> nput <b>S</b> ingle <b>O</b> utput
<b>TDMA</b>	<b>T</b> ime <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiple <b>A</b> ccess
<b>TEB</b>	<b>T</b> aux d'Erreur <b>B</b> inaire
<b>TH-SS</b>	<b>T</b> ime <b>H</b> opping <b>S</b> pread <b>S</b> pectrum
<b>V-BLAST</b>	<b>V</b> ertical - <b>B</b> ell <b>L</b> abs <b>S</b> pace <b>T</b> ime <b>A</b> rchitecture
<b>WCDMA</b>	<b>W</b> ideband <b>C</b> ode <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiple <b>A</b> ccess
<b>ZF</b>	<b>Z</b> ero <b>F</b> orcing

# INTRODUCTION GENERALE

En quelques années, les télécommunications ont connu un essor important. De plus en plus, l'individu doit être en permanence relié à un réseau (professionnel, social). L'apparition de terminaux communiquant a rendu possible cette connexion quasi-permanente.

Depuis une dizaine d'années, ces terminaux ont évolué de manière significative en termes de services proposés : téléphonie, messages, mail, Internet, portail musical, téléchargement de vidéos, et la télévision. Les techniques de communications ont également évolué pour faire face aux nouveaux besoins en bande passante. Le GSM, bien que toujours d'actualité, est limité par ses faibles débits.

Si le GSM avait adopté pour la voie montante la technique TDMA avec saut de fréquence, l'UMTS avait pris le parti du CDMA. Toutefois, les techniques multi-antennes MIMO tiennent une place prépondérante dans la recherche scientifique, ils sont l'un des principaux axes de développement pour augmenter les débits.

En outre, les MIMO sont déjà utilisés par les équipements de type routeurs ou box Internet. Ainsi, on constate que les techniques déjà utilisées par les réseaux locaux sans-fils se sont généralisées au réseau cellulaire. A cet effet la technique de transmission large bande WCDMA de la norme UMTS s'est imposée comme méthode de traitement utile aux besoins des applicatifs du moment. 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 réseaux UMTS devront supporter des trafics dont les besoins en bande passante et en qualité de service sont très différents les uns des autres.

L'abonné peut alors profiter du meilleur des deux types de réseaux : d'une part la téléphonie mobile dans les meilleures conditions, d'autre part l'ouverture à l'Internet et à la téléphonie sur IP.

### **Organisation du document**

Le mémoire élaboré est constitué de quatre chapitres:

1. Dans le premier chapitre nous allons décrire une chaîne de transmission y compris les canaux et les phénomènes physiques à l'intérieur de ces derniers ainsi que leurs différents types. Par la suite, nous allons présenter les différentes techniques de diversité pour lutter contre les évanouissements.

2. Dans le second chapitre, nous allons 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. Le chapitre suivant introduit les différentes techniques MIMO ainsi que leurs capacités. Une description sur les différentes techniques de codages spatio-temporels, multiplexage spatial, les MIMO 'Beamforming' et les récepteurs les plus courants seront présentés.
4. Dans le dernier chapitre, nous allons étudier l'association entre la technologie MIMO et la technique de transmission W-CDMA grâce à une programmation sous MATLAB.

Nous montrerons donc l'influence des paramètres utilisés par les deux techniques sur l'amélioration des performances.

# CHAPITRE I

## Généralités sur les transmissions numériques

## I.1- Introduction

Pour permettre une bonne compréhension de ce mémoire nous nous proposons dans ce premier chapitre une présentation sur les définitions et les généralités liées au concept des communications numériques.

A cet effet, nous allons dans un premier temps décrire le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique, de la source d'information binaire au destinataire, par les étapes successives de codage, de transmission dans un canal physique et de décodage.

Nous aborderons ensuite une description des canaux de transmission puis du canal à bruit additif blanc gaussien qui est le modèle de canal le plus fréquemment utilisé, et comme nous privilégions dans ce chapitre les transmissions hertziennes, nous nous attarderons sur les canaux à évanouissements.

Par la suite, nous nous intéresserons aux différents types de sélectivité dans les canaux qui peuvent aussi être une autre cause de la déformation du signal au cours de la propagation pour cela nous ferons un inventaire des techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements et les distorsions provoqués par les canaux de transmission.

Enfin, nous évoquerons les techniques de combinaison de diversité qui nous permettent de combiner les signaux pour obtenir un signal sans évanouissements.

## I.2- Chaîne de transmission numérique classique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous forme numérique entre une source et un ou plusieurs destinataires (**Figure I.1**) en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions.

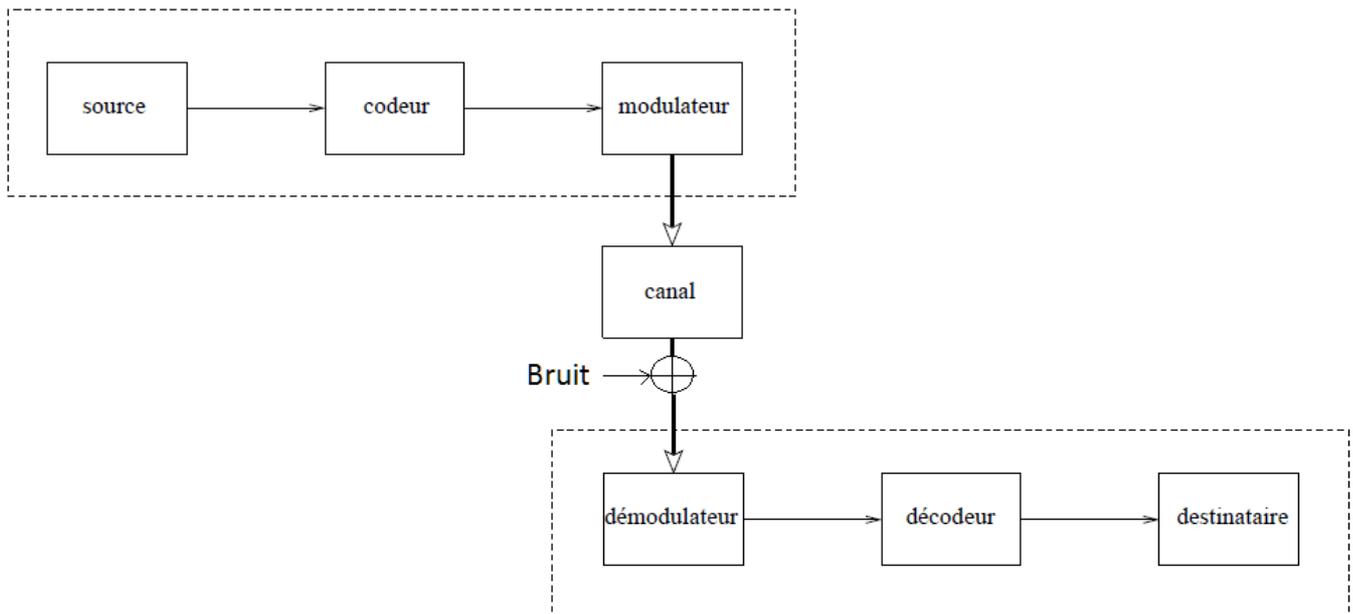
Pour réaliser une transmission numérique [1], Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique.

Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est altéré par du bruit et des interférences, induisant parfois le récepteur en erreur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur de canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information. Ce codage est encore appelé codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Cependant, cette amélioration de la qualité du message se fait au détriment du débit

global de transmission, et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information [2], le codage de canal n'est possible que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission. Afin d'éviter l'interception voire l'écoute d'une transmission par des personnes non autorisées, ou dans le but de faciliter la récupération de l'horloge en réception, il est également possible d'ajouter un processus d'embrouillage, par exemple grâce à l'utilisation d'une séquence binaire aléatoire [3].

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

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



**Figure I.1-** Chaîne de transmission numérique.

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

spectrale de puissance mono latérale  $N_0$ . Une autre source de bruit particulière est le bruit de quantification qui apparaît au niveau de l'opération d'échantillonnage-quantification du fait de la transformation du signal analogique en un signal numérique.

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour envoyer l'information de l'émetteur au récepteur, et il diffère selon le type d'application envisagée. Ainsi, si le téléphone utilise le câble bifilaire, des applications plus gourmandes en débit privilégieront le câble coaxial, autorisant des débits de l'ordre du Mbit/s, ou mieux la fibre optique qui peut supporter des débits de plusieurs Gbit/s. Dans le cadre de notre travail, nous envisagerons plutôt les transmissions radio-mobiles, qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Quel que soit le support employé lors de la propagation du signal, celui-ci subit des dégradations d'origine diverse, comme les évanouissements propres à la propagation, le bruit thermique généré par les appareils électroniques, ou encore des perturbations électriques dues aux brouilleurs, parasites, à la foudre...

À la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus d'estimation et de quantification et les réduit à des séquences de nombres, qui représentent des estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles employées à l'émission, ce qui permet au destinataire de retrouver l'information binaire initiale.

L'information binaire n'arrive pas toujours intacte au destinataire, et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage. Le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de transmission. Afin de mesurer ces perturbations, on appelle donc rapport signal sur bruit (RSB) le rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur. La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication de la fiabilité de la communication. Pour la quantifier, on définit le Taux d'Erreur Binaire (TEB) comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis, et le terme de Probabilité d'Erreur Binaire (PEB) indique une estimation de ce rapport.

Un autre aspect primordial pour juger des performances d'un système de communication réside dans la complexité de l'algorithme de démodulation employé par le récepteur. Enfin l'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission, et les besoins en débit des applications nouvelles conduisent de plus en plus à des modulations à grande efficacité spectrale.

## I.3- Canaux de transmission

### I.3.1. Définition

L'étude du canal de propagation est une étape importante dans la définition et le dimensionnement de nouveaux systèmes de communications sans fil. En effet, le canal de transmission peut être modélisé comme un filtre linéaire permettant de représenter la transformation d'un signal électrique d'entrée  $e(t)$  en un signal électrique de sortie  $s(t)$  par le biais des ondes électromagnétiques (**Figure I.2**). En d'autres termes, le canal de propagation correspond à l'environnement traversé par les ondes électromagnétiques lors d'une transmission d'information entre un émetteur et un récepteur. On prendra soin de différencier le canal de propagation, qui ne tient compte que des différentes interactions subies par les ondes électromagnétiques dans l'environnement, du canal de transmission qui ajoute en plus les caractéristiques des diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception.

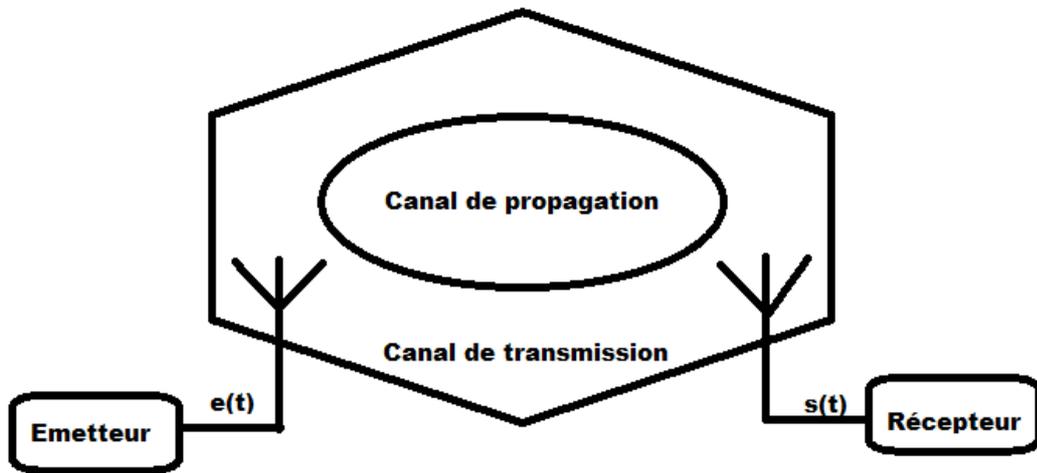


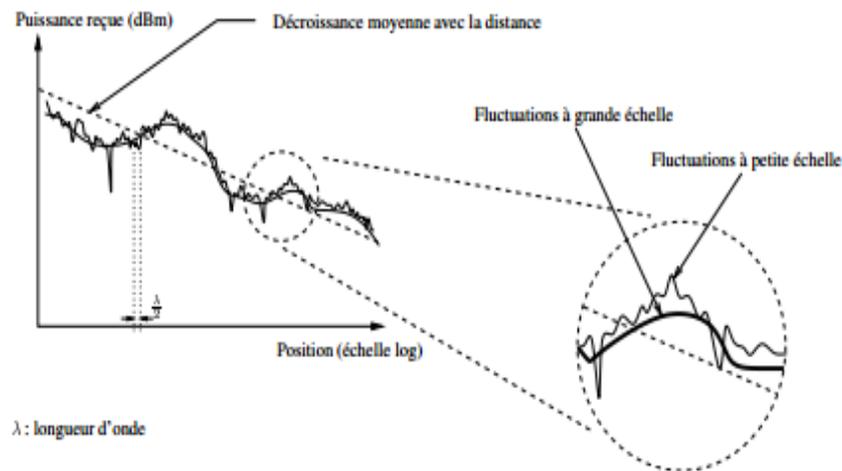
Figure I.2-Le canal de propagation et le canal de transmission.

### I.3.2- Description des phénomènes physiques à l'intérieur du canal

Les phénomènes radioélectriques sont de deux ordres : les distorsions de l'onde électromagnétique et la superposition des signaux étrangers, désignés indifféremment comme bruit. Les perturbations dues à l'interaction de l'onde avec le milieu sont observées à deux niveaux distincts, selon que leur impact est visible à grande ou à petite échelle.

#### I.3.2.1- Les phénomènes à grande échelle

Les évanouissements à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement (**Figure I.3**) ou sur un intervalle de temps suffisamment grands. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les pertes en distance et les effets de masquage [4].



**Figure I.3-** *Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal.*

### I.3.2.2- Les phénomènes à petite échelle

Les variations de la puissance à petite échelle, que l'on appelle évanouissements, sont mesurées sur un intervalle de temps suffisamment court pour négliger une variation des phénomènes à grande échelle [5]. En réalité, une multitude de trajets est créée par le canal au gré des phénomènes de réflexion, réfraction, diffraction et diffusion de l'onde. Il y a trois principaux mécanismes qui caractérisent les interactions de l'onde électromagnétique avec son environnement :

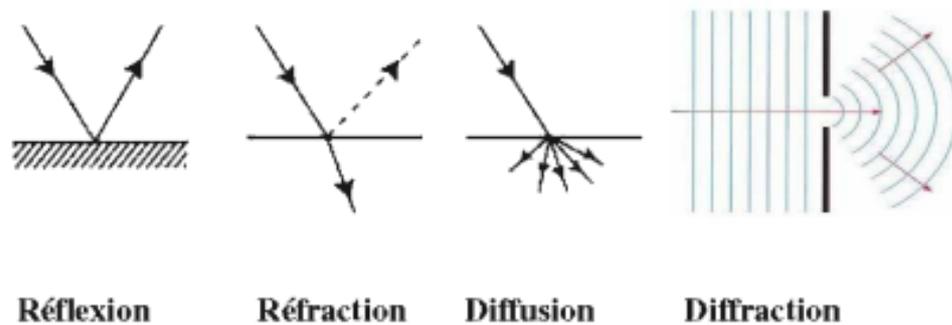
- **La réflexion** se produit lorsque le signal transmis rencontre des obstacles de grande dimension comparés à sa longueur d'onde. Ce pourrait être un bâtiment, la terre ou encore bien d'autres obstacles. Dans ce cas, le signal est renvoyé vers la source au lieu de poursuivre sa propagation vers le récepteur.

- **La diffraction** se produit lorsque le signal est obstrué par une surface irrégulière et pointue ou encore ayant une faible ouverture. Le signal est ainsi diffusé en traversant l'obstacle. Généralement, les ondes issues de cette diffraction sont utilisées pour établir d'autres trajets entre l'émetteur et le récepteur en cas de non-visibilité directe.

- **La diffusion** quant à elle est un phénomène physique qui force le rayonnement d'une onde électromagnétique à dévier du trajet direct par un ou plusieurs obstacles locaux ayant des dimensions réduites comparés à la longueur d'onde du signal transmis. On appelle ces obstacles des diffuseurs. Comme exemples, nous pouvons citer le feuillage, les panneaux de signalisation et les lampadaires.

- **La réfraction** se produit lorsque le signal traverse un mur, ou une surface et se retrouve dans un milieu ayant un indice de réfraction différent du premier milieu de propagation. Ce phénomène induit une déviation de la direction de propagation.

- **Le guidage d'ondes** se produit lorsque le signal traverse un tunnel, un couloir. Le signal se propage dans la direction du guide.

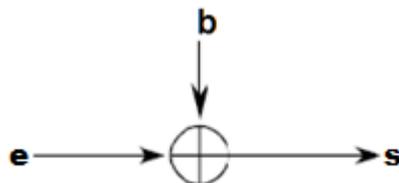


**Figure I.4-** *Synoptique des phénomènes de propagation.*

#### I.4-Canal à bruit additif blanc gaussien

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

$$s(t) = e(t) + b(t) \quad (I.2)$$



**Figure I.5-** *Représentation d'un canal à BBAG.*

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

$$p(s|e) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b}} e^{-\frac{(s-e)^2}{2\sigma_b^2}} \quad (\text{I.3})$$

## I.5- Canaux à évanouissements

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles, dont les multi-trajets sont causés par les montagnes, immeubles et autres voitures, sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets (**Figure I.6**). Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dus à la surface de l'eau et aux fonds marins. En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements.

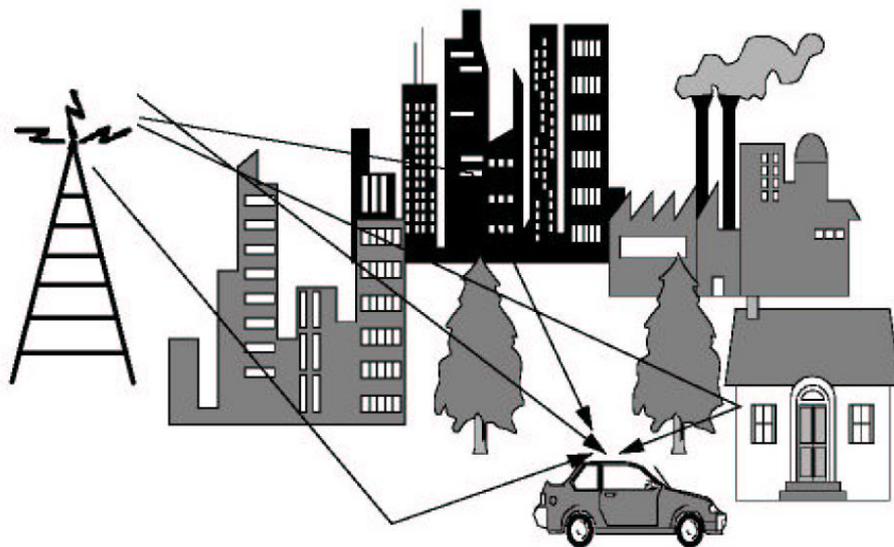
### •Étalement temporel

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal ayant emprunté des chemins distincts arrivent au récepteur avec des retards différents. L'étalement temporel, noté  $T_m$  et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal. La bande de cohérence du canal, notée  $B_c$ , correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence en revanche, les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel :  $B_c \sim \frac{1}{T_m}$ . Notons  $B_s$  la largeur de bande du signal transmis. Tant que  $B_s \ll B_c$ , toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit non sélectif en

fréquence. Dans le cas contraire, aux moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit sélectif en fréquence, traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférence entre symboles (IES), on essaie en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal.

### •Effet Doppler

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler, proportionnel à cette vitesse et à la fréquence porteuse. Cette dispersion fréquentielle, due à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation, résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal. On peut considérer l'effet Doppler comme le pendant fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel  $B_m$  correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérents aux multiples trajets. On représente par  $T_C$  le temps de cohérence du canal, durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement,  $T_C$  est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel :  $T_C \sim \frac{1}{B_m}$ . Si on note  $T_s$  la période symbole, il est clair que pour éviter la sélectivité en temps, il faut respecter la contrainte  $T_s \ll T_C$ .



**Figure I.6-** Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets.

## I.6-Notion de Sélectivité

La notion de sélectivité [6] du canal est définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence.

On aura les équations des signaux d'entrée et de sortie qui auront la forme suivante :

$$\begin{aligned} e(t) &= R \{X(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ s(t) &= R \{W(t)e^{j2\pi f_c t}\} \end{aligned} \quad (\text{I.4})$$

- Le message transmis est défini par :  $e(t)$ .
- L'enveloppe du message reçu est :  $X(t)$
- Le message reçu est défini par :  $s(t)$ .
- L'enveloppe du message reçu est :  $W(t)$
- La fréquence de la porteuse est représentée par  $f_c$

Quatre cas peuvent avoir lieu :

### I.6.1- Canal sélectif en fréquence

On désigne par canal sélectif en fréquences [7], un canal avec évanouissements à haut niveau de corrélation dû à des fréquences rapprochées et sans corrélation pour les fréquences bien espacées. Implicitement, ce type de canal est non sélectif en temps.

Nous parlons d'un canal sélectif en fréquence, si la largeur de bande  $B_s$  du signal à transmettre est plus grande que la bande de cohérence du canal  $B_c$ , dans ce cas la réponse impulsionnelle du canal change d'une manière significative dans les limites de la bande du signal transmis et les composantes fréquentielles du signal transmis  $e(t)$  séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes, en effet, le récepteur distingue plusieurs trajets multiples. Une sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit.

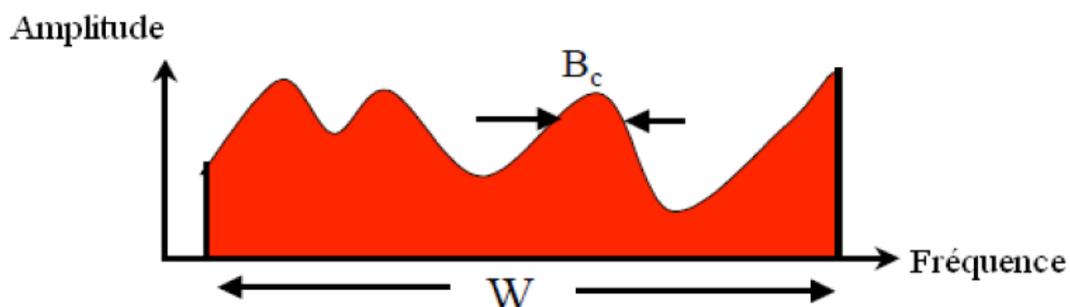


Figure I.7- un canal sélectif en fréquence.

### I.6.2- Canal sélectif en temps

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

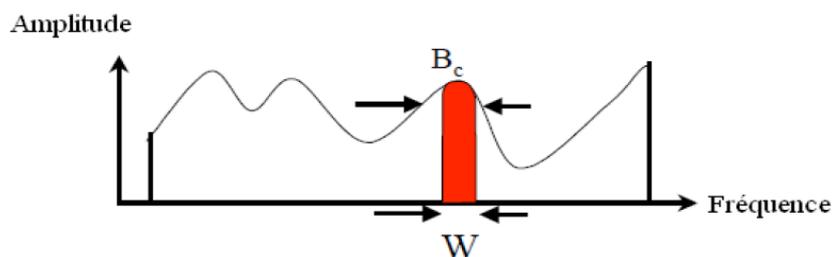
### I.6.3- Canal sélectif en temps et en fréquence

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

Par contre, la sélectivité en temps et en fréquence est exclusive ou indépendante. Ainsi, on doit être à la fois au-dessus des limites et sous les limites.

### I.6.4- Canal non sélectif

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



**Figure I.8-** Comparaison montrant un canal non sélectif.

La **Figure I.9** résume les différents types de sélectivité du canal que nous venons de présenter.

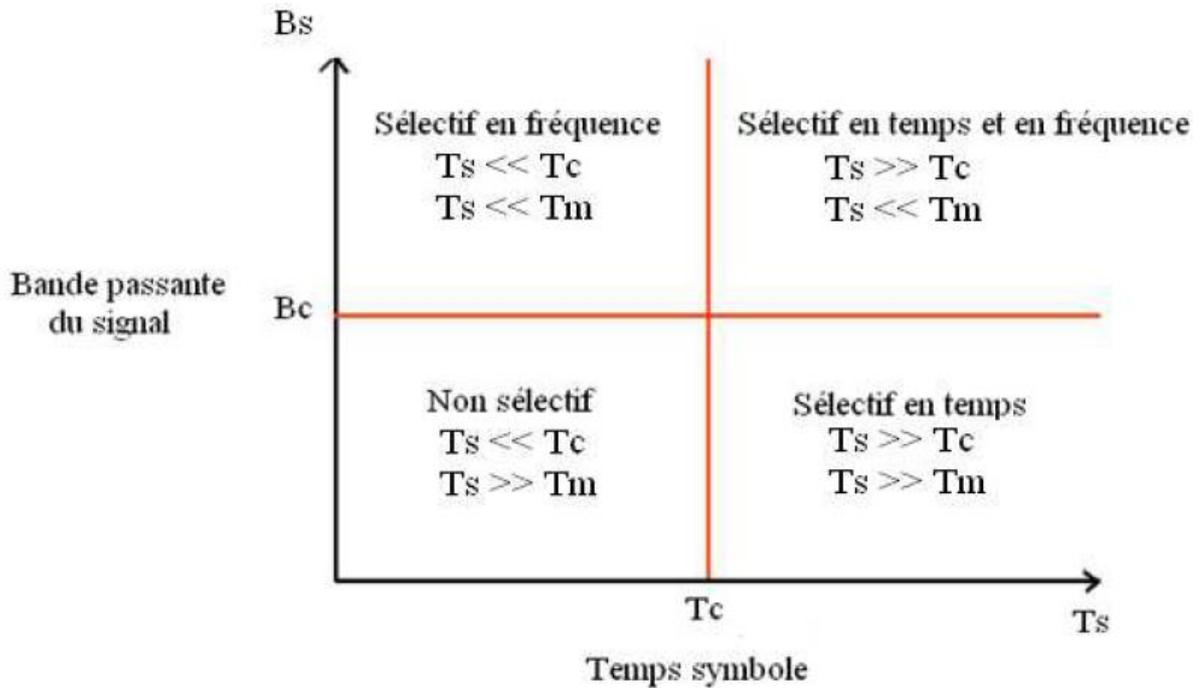


Figure I.9- Tableau récapitulatif des différentes sélectivités.

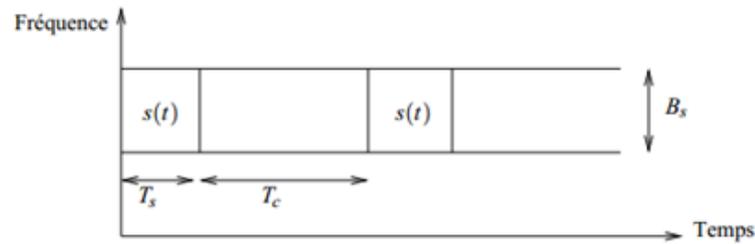
## I.7-Notion de Diversité

Les canaux considérés dans la présentation précédente prennent en compte les multi-trajets engendrant des évanouissements à faible échelle. Pour combattre ces fluctuations rapides d'un endroit à un autre et par conséquent très gênantes pour une communication numérique, une solution possible est d'introduire de la diversité.

La diversité se révèle donc être un outil très puissant qui permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Les formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, fréquentielle, spatiale et de polarisation [8].

### I.7.1-Diversité temporelle

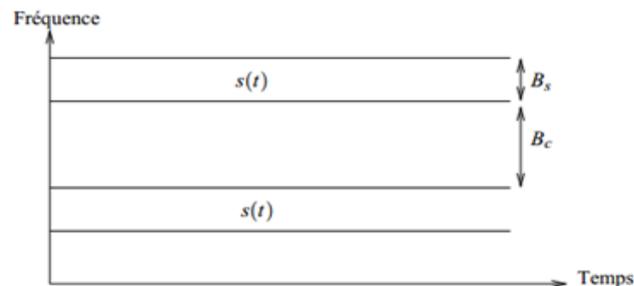
La diversité temporelle est obtenue en émettant plusieurs fois le signal ou des versions redondantes de durée symbole  $T_s$  à des intervalles supérieurs ou égaux au temps de cohérence du canal  $T_c$  (Figure I.10). Le récepteur disposera de deux signaux sans interférences pour estimer l'information. Comme il doit attendre le dernier envoi de signal, l'estimation de l'information initiale sera retard.



**Figure I.10-** Principe de la diversité temporelle : répétition du signal avec un intervalle au moins égale à  $T_c$ .

### I.7.2-Diversité fréquentielle

Lorsque le canal est sélectif en fréquence, la diversité fréquentielle s'adapte bien à ce problème. Le principe est d'émettre le même signal ou des versions redondantes sur des porteuses dont les fréquences sont différentes et écartées d'au moins la bande de cohérence du canal (**Figure I.11**). Les solutions sont multiples et citons entre autres : utilisation d'une modulation multi porteuse conjointement avec un entre laceur et un codage, étalement de spectre par séquence directe ou par saut de fréquence.



**Figure I.11-** Principe de la diversité fréquentielle : répétition du signal sur des distantes au moins de  $B_c$ .

### I.7.3-Diversité de polarisation

Le principe est similaire aux précédentes : un même signal ou une réplique redondante est émis en utilisant des ondes polarisées différemment. La solution la plus courante est l'utilisation de deux polarisations orthogonales comme verticale et horizontale par exemple. Il faut néanmoins que les caractéristiques de propagation des deux ondes soient différentes.

### I.7.4-Diversité spatiale

Cette dernière diversité est obtenue en utilisant plusieurs antennes pour émettre un signal ou des versions redondantes ou/et plusieurs antennes pour recevoir les différents signaux. Il s'agit d'avoir des trajets à évanouissement indépendants et, pour ce faire, les antennes ne doivent pas être trop proches pour que les signaux ne soient pas corrélés. Une distance appelée distance de cohérence est déterminée et permet d'assurer la diversité spatiale. Celle-ci est liée à la hauteur de l'antenne d'une station de base par exemple. Elle dépend de la longueur d'onde et diffère entre les antennes émettrices ( $10\lambda$ ) et réceptrices ( $0,4\lambda$  à  $0,6\lambda$ ). Les systèmes MIMO associent ces deux solutions permettant de créer une diversité spatiale très importante.

### I.8-Techniques de combinaison de diversité

Grâce à différentes techniques, nous pouvons combiner les signaux pour obtenir un signal sans évanouissements [9]. La **Figure I.12** montre de façon générale la combinaison des signaux reçus par un système. Le signal combiné de sortie  $s(t)$  est représenté par :

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

Avec

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

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

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

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

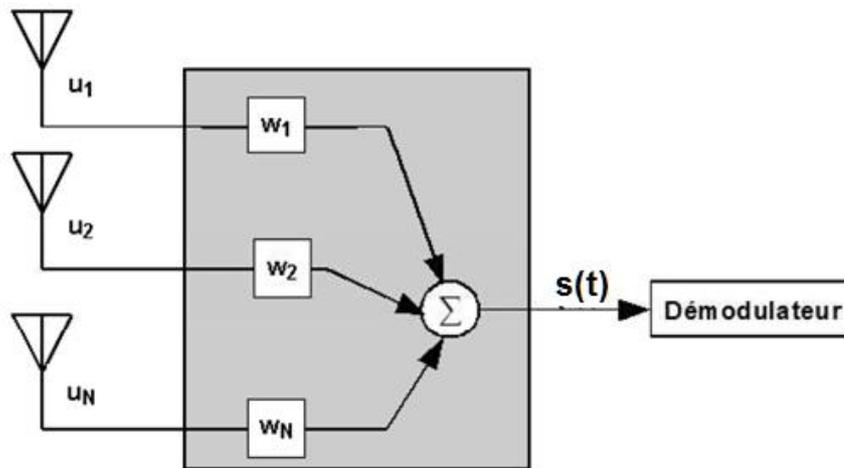
$$\text{Ou } \mathbf{W} = [W_1 W_2 \dots W_N]^T \quad (\text{I.9})$$

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

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

$H$  : la transposée conjuguée d'une matrice.

$T$  : la transposée d'une matrice.

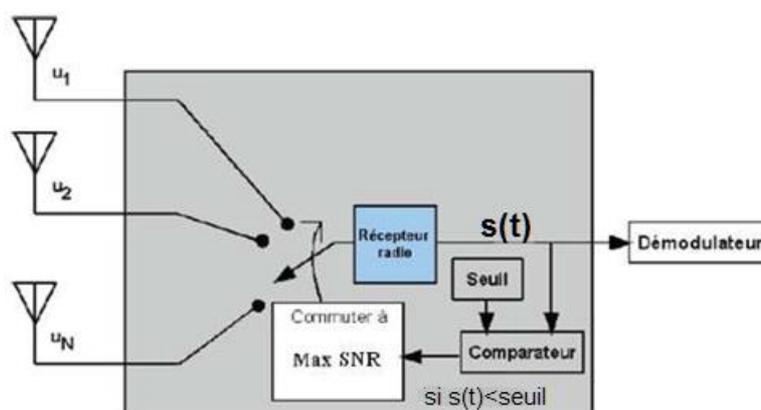


**Figure I.12-** Combinaison générale de signaux reçus sur un système multi-antennes.

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

### I.8.1- Combinaison par commutation

La technique de combinaison par commutation ne nécessite qu'un seul récepteur radio entre les  $N$  branches (**Figure I.13**), alors que les autres techniques utilisent  $N$  récepteurs radio (un pour chaque branche) pour contrôler les signaux instantanés. A chaque instant, une branche ayant un signal supérieur au seuil fixé est sélectionnée. Mais dès que le signal est inférieur au seuil, alors il y a commutation sur une autre branche. Ce seuil dépend du domaine d'utilisation de la diversité et peut être fixé par les fabricants. Due à la taille limitée du terminal mobile, la technique de combinaison par commutation est la technique qui est actuellement implémentée dans la plupart des terminaux utilisant la diversité d'antennes. Les performances que cette technique peut fournir sont similaires à celles de la technique de combinaison par sélection (SC).



**Figure I.13-** Combinaison par commutation.

### I.8.2- Combinaison par sélection

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

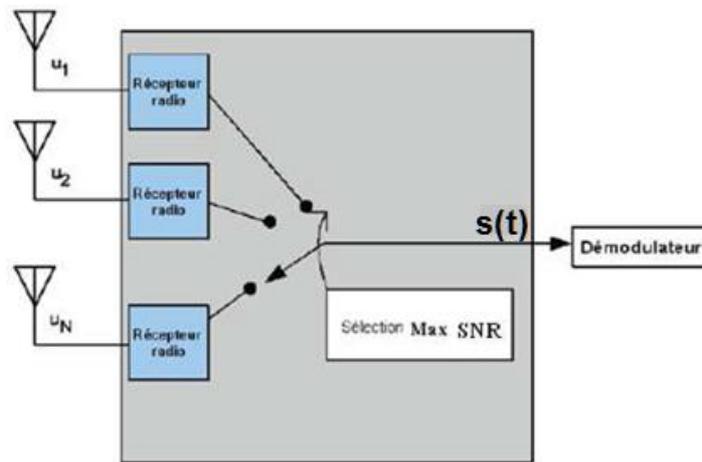


Figure I.14- Combinaison par sélection (SC).

### I.8.3- Combinaison par gain égal (EGC)

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

Cependant, les signaux de toutes les branches ne sont pas en phase. Chaque signal doit donc être multiplié par un co-phaseur pour que les signaux ne soient plus déphasés (Figure I.15).

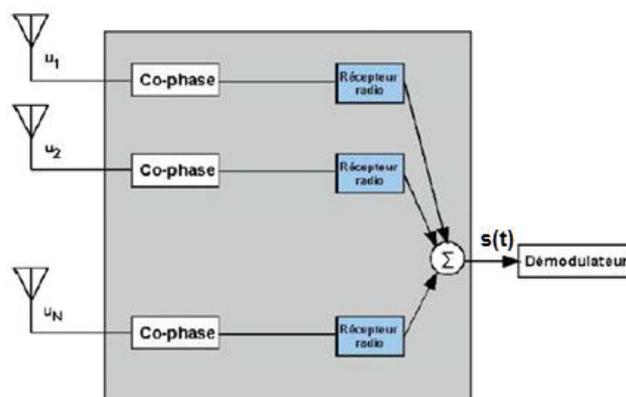
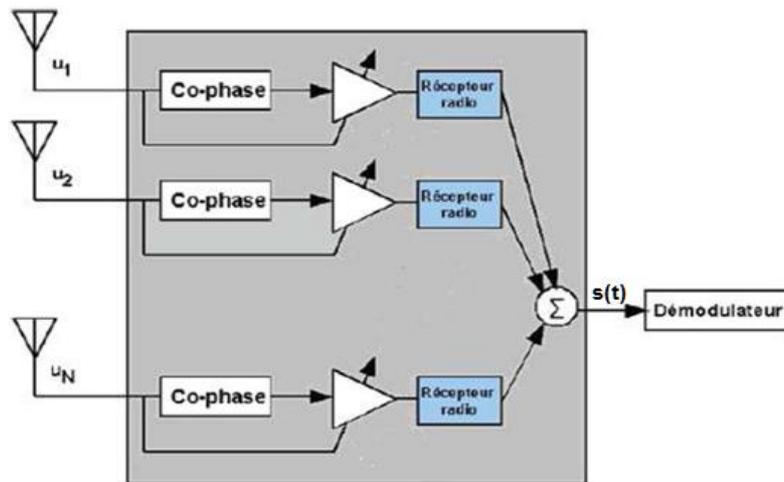


Figure I.15- Combinaison par gain égal (EGC).

### I.8.4- Combinaison par rapport maximal (MRC)

L'inconvénient majeur de la technique par EGC est que si l'une des branches a un signal très faible, cela peut entraîner une réduction du signal combiné à la sortie. Pour empêcher ce phénomène, dans la technique MRC, un coefficient de pondération  $W_i$  est appliqué sur chaque branche avant que tous les signaux ne soient combinés (**Figure I.16**).

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



**Figure I.16-** Combinaison par rapport maximal (MRC).

### I.9- Conclusion

Pour pouvoir décrire le concept et les techniques des systèmes WCDMA dans le prochain chapitre, nous nous avons jugé utile, dans un premier temps, de présenter dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques qui nous ont permis de décrire toutes les étapes d'une chaîne de transmission numérique, à savoir de la source d'information binaire au destinataire, en passant par le codage, la modulation, la démodulation puis le décodage de transmission dans un canal physique.

Nous avons ensuite décrit les modèles de canaux que nous utiliserons dans ce mémoire, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles. Nous avons ainsi défini l'étalement temporel et l'effet Doppler.

Nous avons, par la suite, consacré une partie de ce chapitre sur les solutions pour combattre les évanouissements des signaux de transmissions, dans laquelle nous avons passé en revue les différentes techniques de diversité, qu'elles soient temporelle, spatiale ou encore fréquentielle, ainsi que les techniques de combinaison des signaux que ça soit par commutation, par sélection, par gain égal (EGC) ou par rapport maximal (MRC).

# CHAPITRE II

## La technique W-CDMA

## II.1-Introduction

Le développement des systèmes de communication est limité par les contraintes de capacité, définie par le besoin, sans cesse croissant d'augmenter le nombre d'accès simultanés au canal de transmission. Le défi est donc de savoir comment transmettre plus de bits par seconde et par hertz. Un aspect important de cette question est de savoir comment permettre le partage des moyens de transmission entre les utilisateurs. C'est-à-dire le plan d'accès multiple.

Dans notre deuxième chapitre nous allons présenter les différentes techniques d'accès multiples parmi lesquelles la méthode CDMA qui est la plus répandue des nouvelles générations de systèmes de communication. Dans notre description de cette méthode, nous aborderons, dans le détail, la technique de modulation par séquence directe (DS-SS-CDMA). Une fois, toutes ces définitions présentées, nous passerons à la description détaillée de la technique W-CDMA en passant par toutes les étapes dont les plus importantes concernent la génération des codes d'étalement et celui de l'embrouillage.

Nous concluons par la comparaison entre les deux techniques CDMA et W-CDMA.

## II.2-Techniques d'accès multiples

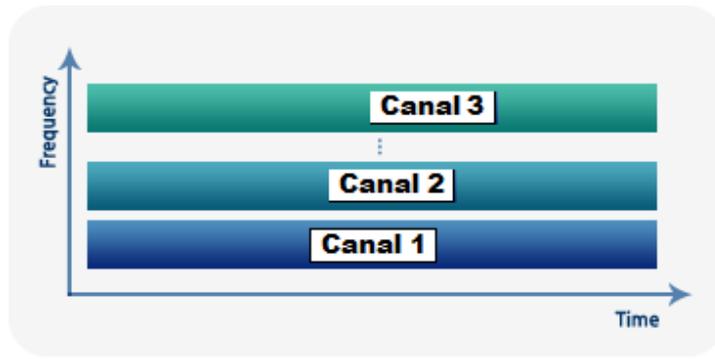
L'accès multiple est une manière efficace de partager les ressources de communication en bande passante et en temps pour augmenter la capacité d'un réseau de communication en nombre d'utilisateurs. Cette technique de partage doit être mise en œuvre sans créer des interférences nuisibles aux performances des systèmes. La condition nécessaire pour éviter les interférences d'accès multiple est l'orthogonalité entre les signaux des différents utilisateurs.

Les recherches menées depuis de nombreuses années ont permis de distinguer plusieurs systèmes d'accès multiples :

- FDMA
- TDMA
- CDMA

### II.2.1- Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)

L'accès multiple par répartition de fréquence repose sur un multiplexage en fréquence qui divise la bande de fréquence en plusieurs sous-bandes, chacune d'elles placée sur une fréquence spécifique du canal (porteuse). Chaque porteuse ne peut transporter que le signal d'un seul utilisateur. Cette méthode est essentiellement utilisée dans les réseaux analogiques. Elle présente des avantages et des inconvénients.



**Figure II.1-** *Le FDMA, accès multiple a répartition en fréquence.*

**Avantages**

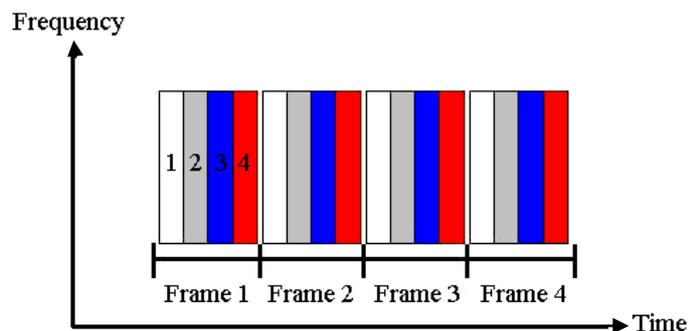
- Complexité des équipements pour le mobile.
- Transmission et synchronisation continues possibles.
- Modulation à faible débit.
- Une meilleure gestion de ressources de transmission en cas de faible trafic.

**Inconvénients**

- Complexité des équipements de la station de base.
- Nécessité de duplexeurs coûteux.
- Pas de diversité de fréquences.

**II.2.2- Accès multiple par répartition de temps(TDMA)**

L'accès multiple par division temporelle offre la totalité de la bande de fréquences à chaque utilisateur pendant une fraction de temps donnée (slot ou intervalle). L'émetteur de la station mobile stocke les informations avant de les transmettre sur le slot. Les différents slots sont regroupés sur une trame, le système offrant ainsi plusieurs voies de communication aux différents utilisateurs. La succession des slots dans les trames forme le canal physique de l'utilisateur. Le récepteur enregistre les informations à l'arrivée de chaque slot et reconstitue le signal à la vitesse du support de transmission. Cette méthode s'utilise principalement pour la transmission de signaux numériques.



**Figure II.2-** *Le TDMA, accès multiple a répartition en temps.*

### Avantages

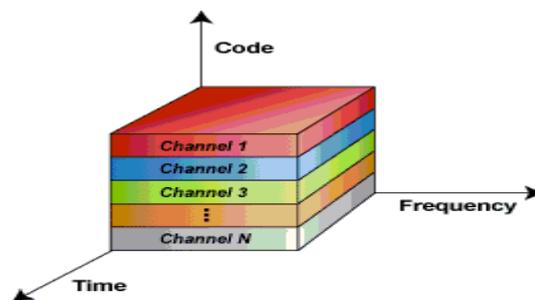
- Coût réduit de la station de base.
- Pas de duplexeur full-duplex.
- Souplesse de modification sur le débit transmis.

### Inconvénients

- Gestion complexe.
- Ajout de bit de signalisation et de synchronisation.
- Haut débit sur le canal.

## II.2.3- Accès multiple par répartition de codes (CDMA)

Avec la méthode CDMA (**Figure II.3**) tous les utilisateurs ont accès simultanément à la bande, ils sont distingués à la réception grâce à des codes distincts pour chacun d'entre eux. Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de manière synchrone ou asynchrone [10].



**Figure II.3-** Techniques d'accès multiple CDMA.

C'est à ce titre que nous allons aborder dans le détail cette technique dans la section suivante.

## II.3-Etalement de spectre

L'étalement de spectre peut être défini de la façon suivante : « L'étalement de spectre est une technique qui permet de transmettre un signal d'information sur une largeur de bande plusieurs fois supérieure à la largeur de bande minimale que le signal demande ». 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 synchronisé avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour « désétaler » le signal et pouvoir par la suite récupérer le message d'information.

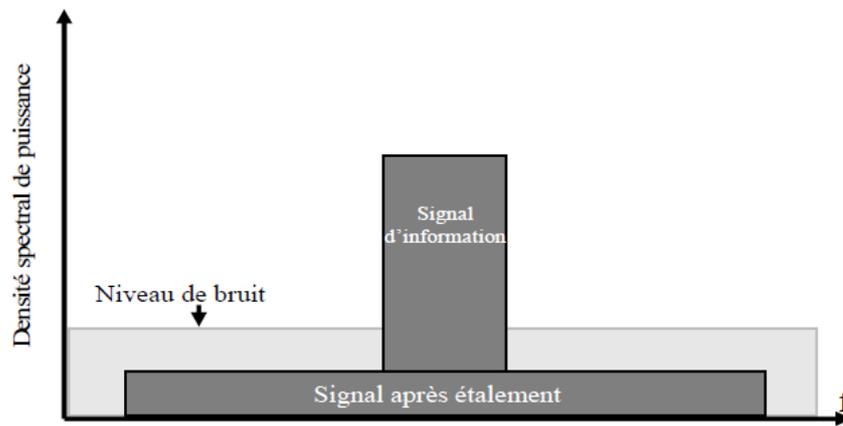


Figure II.4- Principe conceptuel de l'étalement de spectre.

### II.3.1- Propriétés de l'étalement de spectre

Dans la **Figure II.4**, on a volontairement inclus un signal de bruit présent sur une bande de fréquence assez large. Ce signal de bruit représente toutes les sources d'interférence et le bruit thermique. On observe sur la même figure que le signal étalé peut se retrouver noyé dans l'interférence au point qu'il donne l'illusion d'en faire partie. Un facteur essentiel qui explique le succès de l'étalement de spectre dans le domaine militaire est que sans la connaissance du code d'étalement, il est quasiment impossible de détecter le signal transmis et de récupérer le message d'information qu'on convoie. Cette propriété est appelée « faible probabilité de détection (LPD) ». En effet, le signal étalé résiste fort bien aux interférences qui occupent une largeur spectrale beaucoup plus étroite. Il faut préciser que l'on parle ici d'une source ponctuelle d'interférence qui ne serait présente que sur une bande étroite. Cette robustesse provient tout simplement du fait que l'information est étalée sur une bande de fréquence assez importante et profite d'une certaine forme de diversité en fréquence : seule une partie du spectre du signal utile étalé est perturbée.

De plus dans ce système, la propriété de traiter des trajets multiples augmente le gain de traitement. En effet, dans un canal à trajets multiples, plusieurs copies du signal transmis arrivent au récepteur à des instants différents. Un système à étalement de spectre présente une robustesse naturelle vis-à-vis des effets négatifs causés par les trajets multiples sur le signal.

La norme UMTS présente deux techniques de multiplexage sur l'interface radio : le TDD et le FDD.

D'une manière générale, le mode FDD est bien adapté à tous les types de cellules, y compris les grandes cellules, mais n'est pas très souple pour gérer des trafics asymétriques. Quant au mode TDD, il permet d'adapter le rapport de transmission montante/descendante en fonction de l'asymétrie du trafic, mais exige une synchronisation des stations de base et n'est pas bien adapté aux grandes cellules à cause du temps de garde trop important.

- **Mode TDD**

En TDD, une seule et unique fréquence est utilisée alternativement par les deux voies de communications. Ce mode utilise une technique d'accès multiple mixte TD/CDMA contenant une composante TDMA et une composante d'étalement de spectre à l'intérieur des intervalles de temps avec séparation par codes.

- **Mode FDD**

En FDD, chaque sens de communication (mobile vers le réseau et réseau vers mobile) utilise deux fréquences radio séparées. Le mode FDD utilise le concept W-CDMA. Il s'agit d'une technique d'accès multiple par répartition de code utilisant une modulation par séquence directe que nous allons la détaillé dans la suite de notre chapitre, ainsi nous allons définir les deux autres techniques : le FH-SS et le TH-SS

### **II.3.2- Étalement de spectre avec saut de fréquence**

L'étalement de spectre avec saut de fréquence FH-SS est une technique d'étalement de spectre basée sur le saut de fréquence, dans laquelle la bande est divisée en canaux ayant chacun une largeur de bande fixe. Pour transmettre des données, l'émetteur et le récepteur s'accordent sur une séquence de sauts précise qui sera effectuée sur ces sous-canaux.

Pour transmettre les données, le FH-SS les transforme en un ensemble de signaux, appelés symboles, représentant chacun un ou plusieurs bits de données. Ces signaux sont ensuite modulés par le biais de la technique de modulation GFSK, grâce à laquelle un débit entre 1 et 2 Mbits/s peut être atteint.

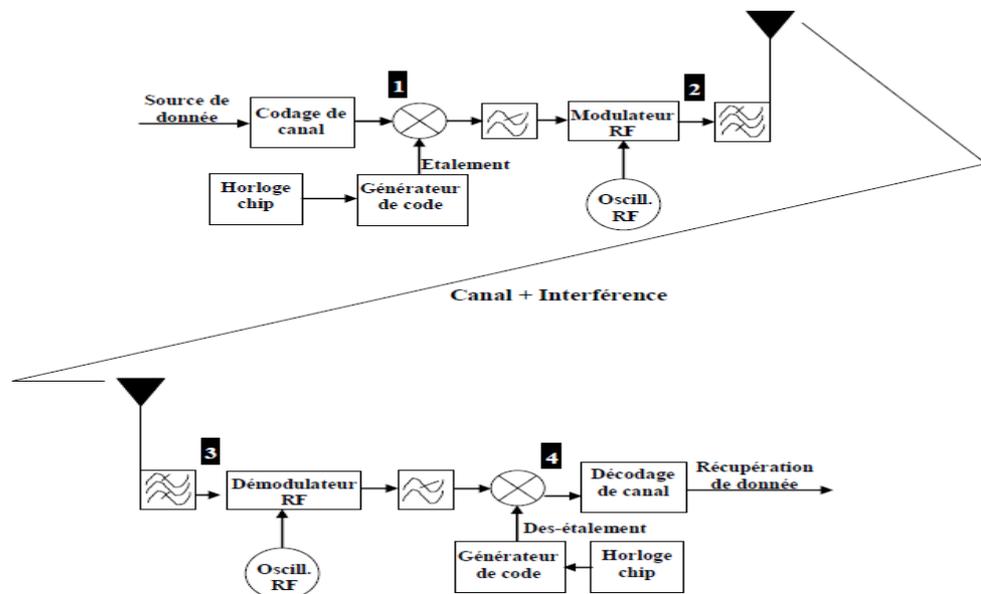
L'un des avantages du FH-SS est qu'il permet, théoriquement, de faire fonctionner simultanément un nombre de réseaux égal au nombre de canaux dans une même zone, chaque réseau utilisant une des séquences prédéfinies. En pratique, pour des raisons de recouvrement de canaux, le nombre de réseaux et le nombre de canaux ne sont pas égaux sur une même cellule. Un autre avantage du FH-SS est son immunité face aux interférences. Le principal inconvénient du FH-SS vient de son débit, limité à 2 Mbits/s.

### **II.3.3- Étalement de spectre avec saut de temps**

Contrairement aux deux systèmes de l'étalement de spectre avec saut de fréquence et avec séquence directe que nous allons le définir dans le paragraphe suivant, dans un système TH-SS la transmission de données se fait par l'intermédiaire de sauts de temps, où le signal est transmis de manière discontinue sous forme de salves brèves. En fait, les durées des salves sont déterminées par le code d'étalement. Pour transmettre des données, l'émetteur et le récepteur s'accordent sur un temps de saut précis. Nous considérons les signaux de saut de temps comme des signaux à large bande parce que le taux de transmission pendant les salves doit être considérablement élevé pour obtenir un taux de transmission global équivalent à celui d'une transmission continue.

### II.3.4- Étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA)

Il a été mentionné que l'étalement de spectre est considéré comme une forme de modulation, car les données d'origine sont transformées de telle sorte que la largeur de spectre nécessaire après transformation soit plusieurs fois supérieure à celle des données d'origine. Cette transformation peut être effectuée de plusieurs manières différentes.



**Figure II.5-**chaîne simplifiée d'émission et de réception d'un système DS-CDMA.

La **Figure II.5** montre un schéma simplifié d'un émetteur/récepteur DS-CDMA. Dans cet exemple, on appelle le débit de la source de donnée « le débit bit » ; le débit après le codage de canal « débit symbole » et le débit après l'étalement de spectre « débit *chip* ». La source d'information en bande de bases «  $B_{inf}$  » fournit donc des bits au codeur de canal pour avoir des symboles de largeur spectrale «  $B_s$  » au point 1. La largeur de bande des symboles du message va augmenter après l'étalement, car le code d'étalement est généré au débit *chip* «  $B_{spr}$  » qui est supérieur à «  $B_s$  ». Le signal est ensuite mis sur porteuse «  $f_c$  » (point 2). On suppose que le canal ajoute des interférences provenant des utilisateurs de la cellule courante et des cellules voisines.

À la réception, le signal est d'abord transformé en signal en bande de bases par un filtre passe-bande, centré sur «  $f_c$  », limitant la largeur spectrale de l'interférence (point 3). Une fois en bande de bases, le signal est filtré pour ne retenir que le lobe principal du message. Nous supposons que l'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés et que l'on utilise le même code d'étalement en émission comme en réception c'est-à-dire dans les points 1 et 4. Enfin, le signal est désétalement puis il est décodé pour récupérer les données.

Le DS-CDMA, en anglais, AMRC, ou CDMA à séquence directe, est la technique d'étalement la plus répandue dans les systèmes de radiocommunication mobile. Elle est à la base des systèmes de deuxième génération (comme cdmaOne) et de troisième génération (comme W-CDMA, cdma2000).

Il est important de souligner que le rapport entre la puissance du signal d'information et la puissance de l'interférence après étalement (point 4) est proportionnel au gain de traitement. En effet, c'est grâce au gain de traitement que l'on peut récupérer le signal d'information qui est, jusqu'à l'entrée du récepteur, noyé dans le bruit et les interférences.

### II.3.4.1-Principes du DS-CDMA

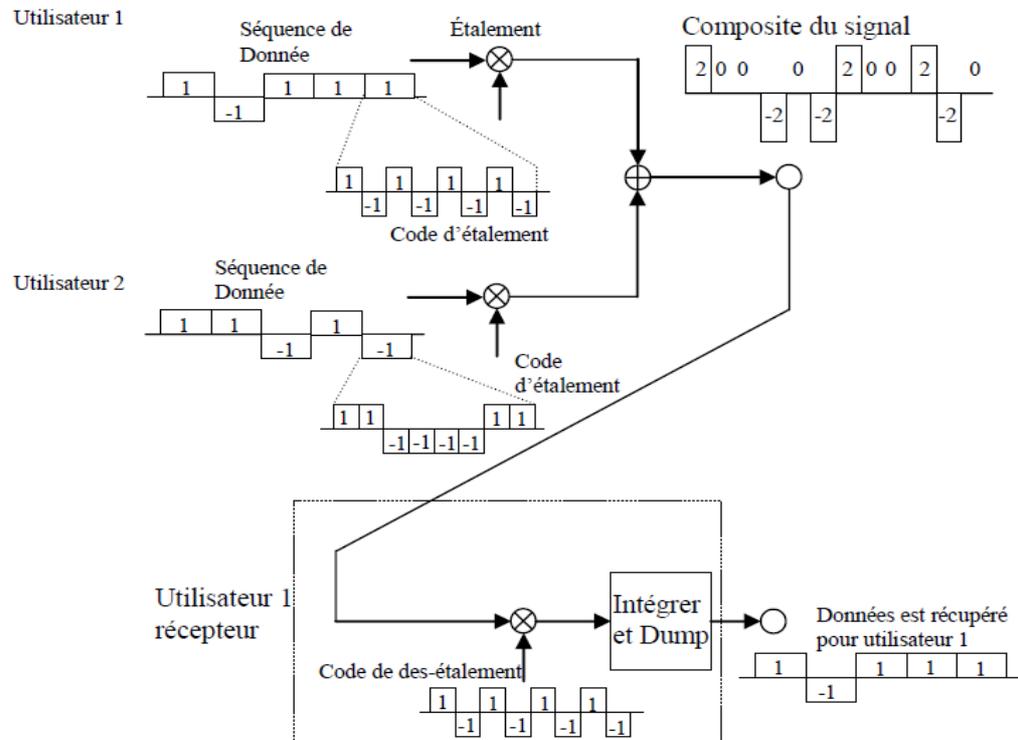
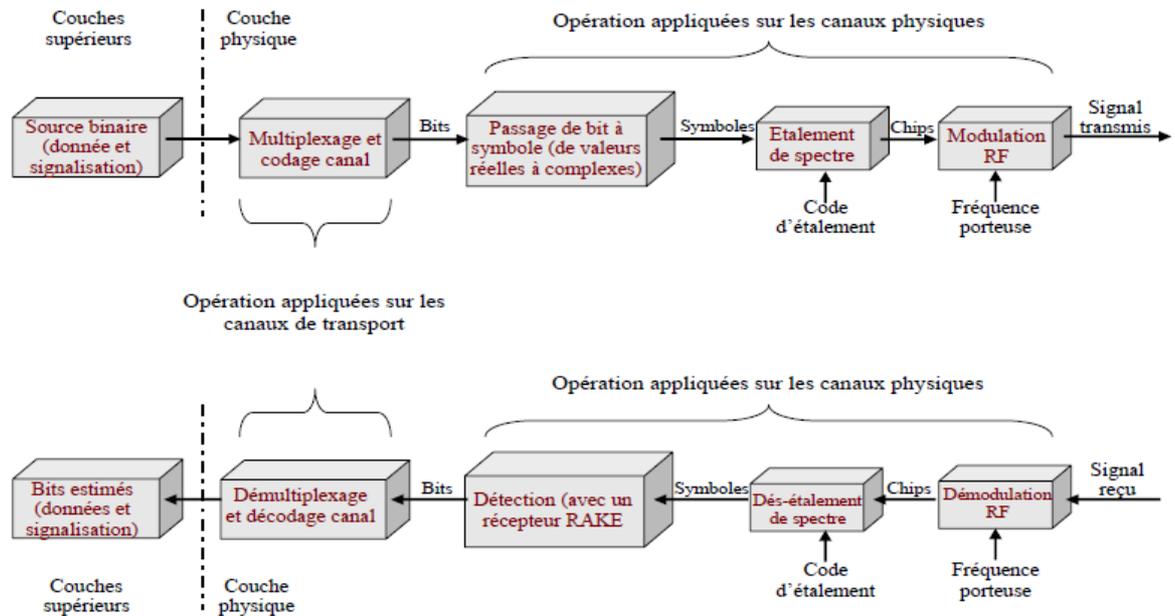


Figure II.6-Exemple d'étalement de spectre.

Dans un système DS-CDMA, le signal d'information est directement modulé par une séquence. En réalité, cette séquence est un code qui possède des propriétés statistiques particulières comme nous allons le montrer ci-après. Dans la **Figure II.6** nous décrivons un exemple simple pour expliquer les principes de l'étalement de spectre. Nous supposons que la longueur du code d'étalement est de huit. Comme la **Figure II.6** la montre, dans l'émetteur le signal d'information des utilisateurs 1 et 2 est étalée avec un code d'étalement unique pour chaque utilisateur (nous appelons le débit du signal d'information « débit symbole » et le débit de signal étalé « débit *chip* »). En fait, la séquence de données après l'étalement a un débit très supérieur à celui du débit avant l'étalement. Le débit *chip* est équivalent au débit symbole du signal d'information multiplié par la longueur du code d'étalement. Après étalement, les *chips* des utilisateurs 1 et 2 sont additionnées pour générer un signal mixte (multiplexage) et transmis sur le canal radio. Dans le récepteur, le signal est multiplié par le même code d'étalement utilisé dans l'émetteur. Le fait de multiplier le signal reçu par la même séquence permet de ne garder que le signal d'information. Cette procédure de désétalement n'est possible que si le récepteur est parfaitement synchronisé temporellement avec l'émetteur. Après la multiplication, les signaux sont intégrés sur la durée du symbole pour récupérer le signal d'information.

## II.4- Description générale de la chaîne de transmission W-CDMA

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. En effet, la chaîne de transmission W-CDMA applique une partie des techniques de traitement du signal spécifiques aux différents types d'informations (différents canaux).



**Figure II.7-** Fonctions effectuées par la couche « physique » dans la chaîne de transmission.

Dans la **Figure II.7**, 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, ils 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.

### II.4.1- Étalement de spectre dans le W-CDMA

Dans cette section nous présentons la partie de l'émetteur W-CDMA qui nous intéresse, c'est-à-dire l'étalement de spectre et la modulation radio. L'étalement de spectre contient deux opérations : la première opération est la « canalisation », cette opération transfère tous les symboles de données aux *chips* par la multiplication du chaque bit d'information par une séquence du code orthogonal, ce qui augmente la largeur de bande du signal. En fait, la longueur de cette séquence de bits est appelée facteur d'étalement (SF). Le code utilisé (appelée code de canalisation) doit réaliser l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du canal physique. La deuxième opération est l'embrouillage qui est appliquée sur le signal étalé sans affecter sa largeur de bande. Le code utilisé (appelé code d'embrouillage) permet à une station de base de différencier sur la voie montante les utilisateurs sous son contrôle, et aux

utilisateurs d'identifier les stations de base. En général, les codes utilisés pour les deux opérations d'étalement de spectre (canalisation et embrouillage) doivent avoir une bonne propriété de corrélation.

### II.4.2-Propriétés des codes utilisés pour l'étalement de spectre

Les systèmes de communication utilisant l'étalement de spectre offrent une efficacité de spectre très élevée grâce à leurs capacités et leurs possibilités d'attribuer une largeur de bande à chaque utilisateur. Mais en considérant que les procédures d'étalement et de désétalement ayant lieu respectivement dans l'émetteur et dans le récepteur de ces systèmes sont des opérations idéales. Ce n'est pas le cas en pratique, car les propriétés des codes utilisés ajoutent une série d'imperfections susceptibles de dégrader le contenu spectral et temporel du signal.

Le choix des codes d'étalement est directement influencé par leurs propriétés de corrélation, et plus précisément par leurs propriétés d'autocorrélation et d'inter-corrélation. En pratique, les codes d'étalement possèdent de bonnes propriétés de corrélation si chaque signal étalé n'est pas corrélé avec les autres signaux de la même bande, c'est-à-dire que la séquence pseudo-aléatoire est différente pour chaque utilisateur, pour ne perdre aucune information pendant l'émission, la transmission et la réception. En effet, le système de communication doit être capable de traiter la demande de différents utilisateurs ; pour cela il doit être capable d'assurer les différents services des utilisateurs. Dans un canal de transmission, chaque utilisateur occupe une bande de fréquence, mais il existe une interférence entre les utilisateurs, et cette interférence détermine la capacité du canal dans le système de communication.

Les codes utilisés pour l'étalement de spectre doivent être orthogonaux dans le cas idéal. Si nous avons cette propriété pour l'inter-corrélation et l'autocorrélation de codes, nous allons d'une part réduire les effets de la propagation par trajets multiples et l'interférence entre symboles, et d'autre part, déterminer l'interférence entre les utilisateurs, ou interférence d'accès multiple [11].

Du point de vue statistique, l'autocorrélation est une mesure de la correspondance entre un code et une version décalée de celui-ci. Soit, le code «  $c_i$  » de longueur «  $M$  » telle que «  $c_i = [c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M-1)]$  ». La fonction d'autocorrélation  $R_{C_i}(t)$  s'écrit de la façon suivante :

$$R_{C_i}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} C_i(k)C_i(k+1) \quad (\text{II.1})$$

Par ailleurs, l'intercorrélation représente le degré de correspondance entre deux codes différents. L'expression mathématique de la fonction d'intercorrélation «  $R_{C_i C_j}(t'')$  » de deux codes «  $C_i$  » et «  $C_j$  » de longueur «  $M$  » tels que  $c_i = [c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M-1)]$  et  $c_j = [c_j(0), c_j(1), \dots, c_j(M-1)]$ , s'écrit :

$$R_{C_i C_j}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} C_i(k)C_j(k+1) \quad (\text{II.2})$$

Les éléments des codes dans les deux précédentes expressions [(II.1) et (II.2)] ont la valeur « +1 » ou « -1 ». Cette notation, appelée notation polaire, est utilisée pour effectuer les corrélations à l'aide de simples additions arithmétiques. Ainsi, les « 1 » sont représentés par des « -1 » et le « 0 » par des « +1 ». Cette représentation sera utilisée par la suite sans perte de généralité.

Dans un contexte d'accès multiple, on peut comprendre intuitivement l'utilité que présentent des codes caractérisés par une autocorrélation qui satisfait «  $R_{c_i}(t) = 0$  » pour «  $t \neq 0$  », avec «  $R_{c_i}(0) = M$  » et par une fonction d'intercorrélation nulle «  $R_{c_i c_j}(t) = 0$  » pour toute «  $t$  ». En effet, les codes ayant une fonction d'intercorrélation nulle simplifieraient la tâche de l'émetteur et du récepteur qui pourraient communiquer via un même code tout en faisant abstraction des autres utilisateurs transmettant en même temps, sur la même fréquence, mais avec des codes distincts. Par ailleurs, une fonction d'autocorrélation nulle pour «  $t \neq 0$  », permettrait d'annuler l'interférence causée par les trajets multiples.

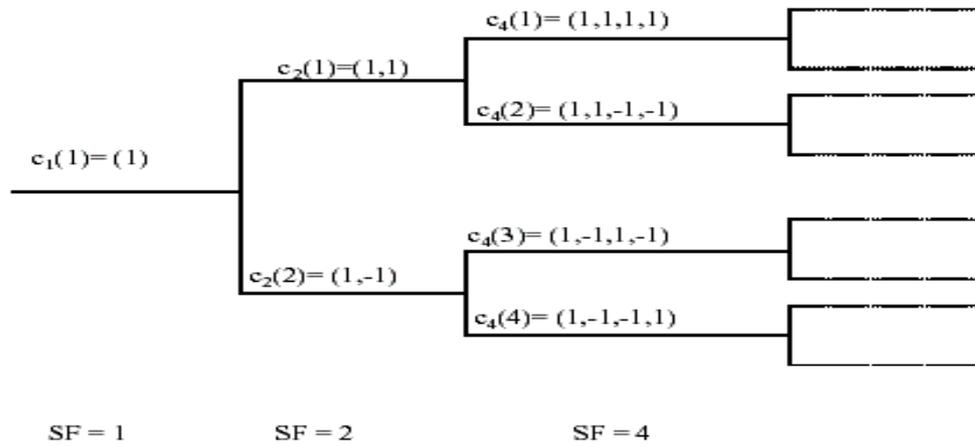
Si la fonction d'intercorrélation entre deux codes différents «  $c_i$  » et «  $c_j$  » satisfait «  $R_{c_i c_j}(0) = 0$  », on dit que les deux codes sont orthogonaux. Dans le cas où les codes ne sont pas complètement orthogonaux, un résidu d'intercorrélation apparaît entre le code de l'utilisateur qui nous intéresse et ceux des autres utilisateurs dans la cellule. Ce résidu donne lieu à l'interférence d'accès multiple. Cette dernière est d'autant plus gênante que la puissance d'émission des autres utilisateurs est mal réglée, comme c'est le cas lorsque l'effet proche-lointain est présent.

### II.4.3- Code de canalisation

Les codes de canalisation, appelés aussi codes orthogonaux, rendent possible le passage de symboles aux *chips*, c'est-à-dire d'un signal en bande étroite à un signal en large bande. Les émissions issues d'une même source sont séparées grâce aux codes de canalisation. Il peut s'agir, par exemple, des différentes connexions provenant d'un même secteur dans lien descendant et le canal physique dédié d'un terminal dans le sens montant. Le code d'étalement et de canalisation sont fondés sur la technique OVSF.

L'utilisation de ces codes OVSF permet de modifier le facteur d'étalement et de maintenir l'orthogonalité de différents codes d'étalement même si ces derniers sont de longueur différente. Ces codes sont choisis parmi ceux de « l'arbre des codes ». Dans le cas d'une connexion utilisant un facteur d'étalement variable, l'utilisation de l'arbre des codes permet également que le désétalement soit effectué selon le plus petit facteur d'étalement. Cela nécessite simplement que les codes de canalisation utilisés soient choisis parmi ceux de la branche qui correspond au code utilisé pour le plus petit facteur d'étalement.

Il existe cependant certaines restrictions quant à l'utilisation des codes de canalisation. Un canal physique ne peut utiliser un code donné que si aucun code de la branche qui en découle n'est utilisé par un autre canal physique, c'est-à-dire si aucun autre canal physique n'utilise un facteur d'étalement plus grand généré à partir du code que le premier canal souhaite utiliser. Notons que les codes orthogonaux correspondant au sens descendant utilisés par chaque station de base sont gérés par le RNC.



**Figure II.8-** *l'arbre des Codes pour la génération des codes OVSF (Code de Walsh-Hadamard).*

Chaque niveau dans l'arbre des codes définit un code d'étalement de la longueur SF, correspondant à un facteur d'étalement particulier de SF. Le nombre de codes pour un facteur d'étalement particulier est égal au facteur d'étalement lui-même. Tous les codes du même niveau constituent un positionnement et ils sont orthogonaux entre eux. Deux codes quelconques de différents niveaux sont entre eux aussi orthogonaux mais il faut que l'un d'eux ne soit pas la mère de l'autre code. Par exemple les codes  $C_{16}(2)$ ,  $C_8(1)$  et  $C_4(1)$  sont tous les codes de mère  $C_{32}(3)$  et par conséquent ne sont pas orthogonaux à  $C_{32}(32)$ . Ainsi tous les codes dans l'arbre de code ne peuvent pas être employés simultanément par une station mobile. Un code peut être employé par une SM si et seulement si aucun autre code sur la voie d'accès du code spécifique à la racine de l'arbre ou dans le sous-arbre au-dessous du code spécifique n'est employé par la même SM. La méthode de génération des codes OVSF peut être expliquée avec l'aide des équations de matrice suivantes :

$$[C_1(1)] = 1$$

$$\begin{bmatrix} C_2(1) \\ C_2(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1(1) & C_1(1) \\ C_1(1) & \overline{C_1(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} C_4(1) \\ C_4(2) \\ C_4(3) \\ C_4(4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_2(1) & C_2(1) \\ C_2(1) & \overline{C_2(1)} \\ C_2(2) & C_2(2) \\ C_2(2) & \overline{C_2(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \tag{II.3}$$



$$\begin{bmatrix} C_N(1) \\ C_N(2) \\ \vdots \\ C_N(N-1) \\ C_N(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{N/2}(1) & \overline{C_{N/2}(1)} \\ C_{N/2}(1) & \overline{C_{N/2}(1)} \\ \vdots & \vdots \\ C_{N/2}(N/2) & \overline{C_{N/2}(N/2)} \\ C_{N/2}(N/2) & \overline{C_{N/2}(N/2)} \end{bmatrix}$$

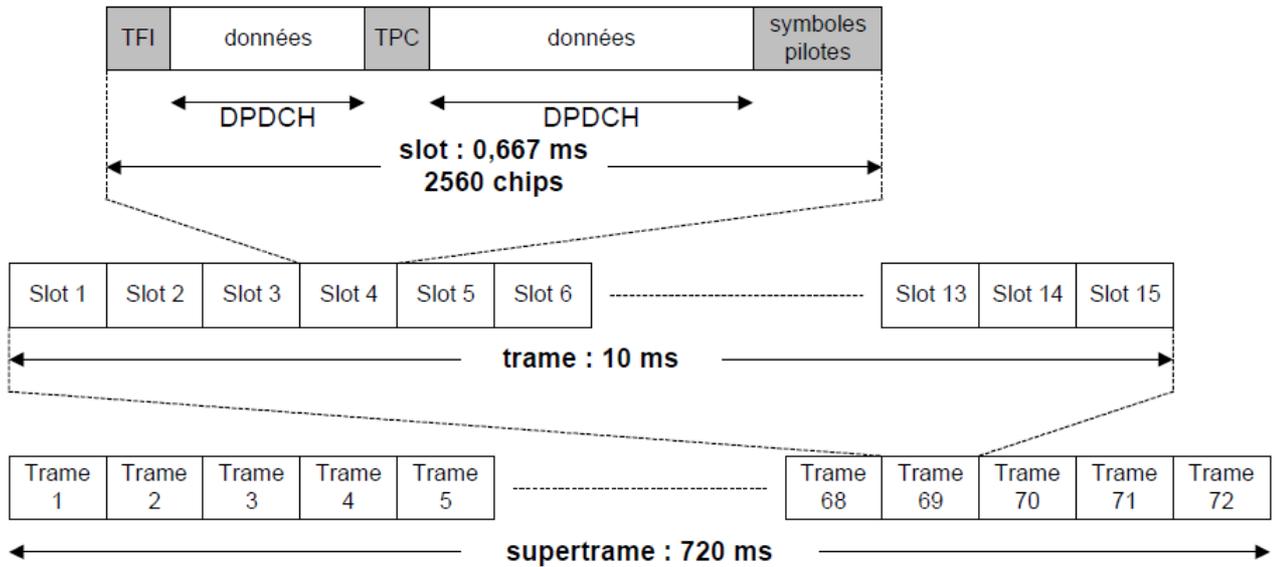
Dans la notation de matrice ci-dessus, une barre finie indique le complément binaire (exemple:  $1 = -1$  et  $-1 = 1$ ) et N est l'intégrale de puissance de deux.

La fonction d'étalement est accomplie en multipliant la partie réelle (voie I) et imaginaire (voie Q) de chaque symbole d'information par le code de canalisation alloué à l'utilisateur et dont la taille est égale au facteur d'étalement « SF ». Ce code peut être le même pour chaque voie suivant que l'on se place dans la voie montante ou dans la voie descendante. Dans la voie descendante, les codes de canalisation permettent d'identifier les symboles d'information appartenant à chaque utilisateur.

Dans la voie descendante, il est possible d'utiliser des codes de canalisation orthogonaux pour identifier les utilisateurs, car la station de base décide du moment où l'information est transmise vers les stations mobiles (les signaux étalés sont synchrones). Dans la voie montante, la transmission depuis les mobiles vers la station de base n'est pas synchronisée et les signaux qui ont été étalés grâce aux codes de canalisation ne sont plus orthogonaux d'un utilisateur à l'autre. Aussi, on préfère employer dans cette voie des codes d'embrouillage pour distinguer les utilisateurs en raison de leurs propriétés d'intercorrélation qui sont supérieures à celles des codes de canalisation. D'ailleurs, dans la voie montante, des utilisateurs différents dans une même cellule peuvent utiliser un même code de canalisation pour transmettre : c'est le code d'embrouillage qui les identifie [12].

**II.4.3.1- La canalisation voie descendante**

La trame temporelle descendante est organisée comme précisé sur la figure ci-dessous :



**Figure II.9-**Structure du slot de données sur la voie descendante.

Durant le time slot de 667  $\mu$ s, il va être possible d'émettre un nombre de bits  $n$  variable. Il est prévu de pouvoir faire varier ce nombre  $n$  de la manière suivante :

$$n = 10 \times 2^k \tag{II.4}$$

$n$ : Peut ainsi varier de 20 pour  $k = 0$ , jusqu'à 2560 pour  $k = 7$ .

Le facteur d'étalement SF utilisé variera en sens inverse afin de conserver un nombre constant de chips par times slots.

$$SF = \frac{512}{2^k} \tag{II.5}$$

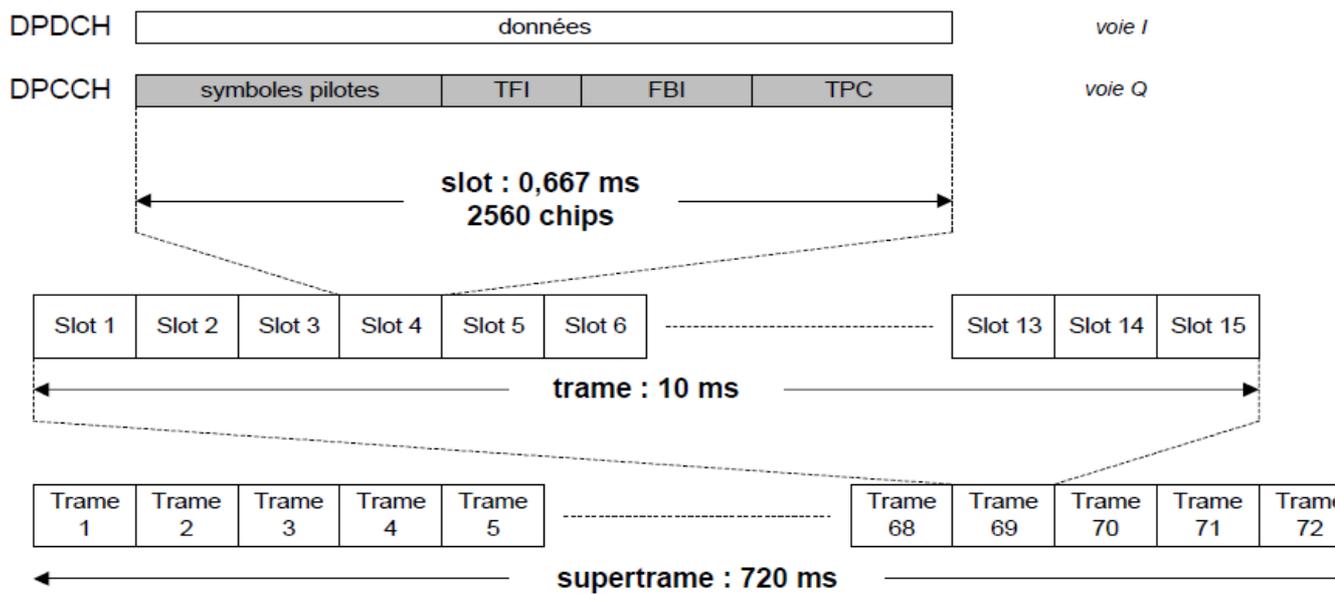
Le débit en chips par secondes reste ainsi constant :

$$Débit = \frac{n \cdot SF}{0.667 \cdot 10^{-3} \cdot 2} = \frac{10 \cdot 2^k \cdot \frac{512}{2^k}}{0.667 \cdot 10^{-3} \cdot 2} = \frac{10 \times 512}{0.667 \cdot 10^{-3} \cdot 2} = 3.838 \text{ Mchips/sec} \tag{II.6}$$

Le facteur  $\frac{1}{2}$  provient de la modulation QPSK.

### II.4.3.2- La canalisation voie montante

La trame temporelle montante est organisée comme précisé sur la figure ci-dessous :



**Figure II.10-** Structure du slot de données sur la voie montante.

Pour l’uplink, le nombre de bits  $n$  de données par time slot s’écrit :

$$n = 10 \times 2^k, k \in [0,6]$$

$n$  varie donc de 10 à 640.

La différence du facteur 2 par rapport à la voie descendante vient du fait que 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 communications.

Le facteur d’étalement SF (Spreading Factor) varie pour sa part entre 4 et 256 et s’écrit :

$$SF = \frac{256}{2^k} \tag{II.7}$$

Le nombre de chips par time slot reste constant et le débit est égal à :

$$Débit = \frac{10.2^k}{0.667 \cdot 10^{-3}} \frac{256}{2^k} = 3.838 \text{ Mchips/sec} \tag{II.8}$$

### II.4.4- 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’intercorrélacion sont supérieures à celles obtenues par les seuls codes de canalisation.

On a deux types de codes : les codes longs (des portions de séquences de Gold) et les codes courts. Ces derniers sont utilisés dans le cas de détection multi-utilisateurs au niveau de la station de base. Le premier type est utilisé dans le cas de détection mono-utilisateur.

Dans la voie descendante, les codes d’embrouillage permettent d’identifier une cellule. Il existe donc un code unique d’embrouillage par cellule. L’utilisation des codes d’embrouillage rend les propriétés statiques de l’interférence proches de celles d’un bruit gaussien, sachant que cette interférence est provoquée par les cellules voisines émettant sur la même fréquence porteuse.

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.

Des codes d'embrouillage (court et long) peuvent être définis à l'aide de l'équation suivante :

$$C_{sc} = C_1(W_1 + jW_2C'_2) \quad (\text{II.9})$$

Ici,  $C_1$  est un débit code réel.

$C'_2$  Est une version décimée d'un débit code réel  $C_2$

Le facteur habituel de décimation est 2 de sorte que :

$$C'_2(2k) = C'_2(2k + 1) = C_2(2k) \quad (\text{II.10})$$

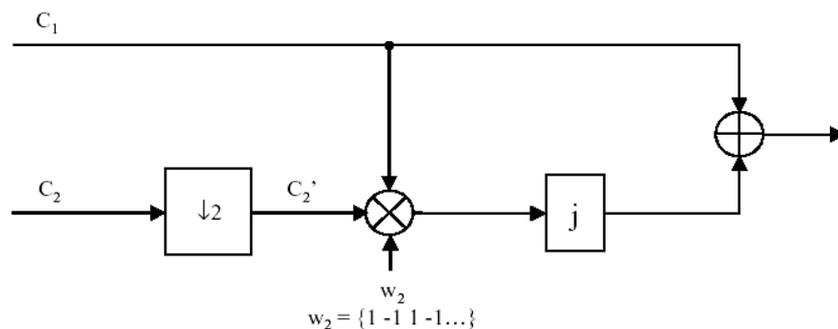
$W_1$  Est une répétition de  $\{1 \ 1\}$  dans une séquence de bits.

$W_2$  Est une répétition de  $\{1 \ -1\}$  dans une séquence de bits.

Ainsi nous pouvons écrire

$$C_{sc} = C_1(W_1 + jW_2C_1C'_2) \quad (\text{II.11})$$

Le schéma fonctionnel suivant montre la mise en place de l'équation (II.10). Tous les ajouts et multiplications sont modulo 2.



**Figure II.11-** Génération des codes d'embrouillage.

Il y a deux choix différents pour la période des codes d'embrouillage. ETSI supporte une période de trame de 10 ms ou comme appels de proposition d'ARIB pendant une période de 36864 trames radio ou de  $2^9$  super-trames. La proposition ETSI facilite la mise en place d'un simulateur.

#### II.4.5-Récepteur multi trajet (RAKE)

Le signal peut mettre plus ou moins de temps pour arriver au récepteur en fonction du parcours qu'il emprunte. Ainsi, la même information peut être reçue plusieurs fois par le récepteur avec une puissance plus ou moins importante. Si le retard est plus long que la durée d'un *chip*, le récepteur considère habituellement l'information reflétée comme un bruit indésirable. À un instant donné, il est clair qu'une onde peut emprunter plusieurs parcours ayant chacun une longueur sensiblement différente. Les ondes qui empruntent des parcours ayant une différence de longueur équivalente à une demi-longueur d'onde arrivent donc quasiment au même instant au récepteur, ces deux ondes s'annulent. Cette annulation

de signal due à des trajets multiples est appelée « *fast fading* » et intervient lorsque le récepteur est immobile ou se déplace à faible vitesse.

Du point de vue de chacun des signaux du trajet multiple, les autres signaux ou les autres trajets peuvent être considérés comme des interférences. Ces trajets multiples vont donc conduire en général à diminuer le gain de traitement. Mais, cette propriété peut être exploitée en recevant les signaux des trajets multiples séparément et en les combinant de façon cohérente par l'emploi d'un récepteur en râteau (*RAKE*) [13]. Le principe à la base d'un récepteur *RAKE* est le suivant : les déphasages des différents signaux reçus selon différents trajets sont compensés, après quoi les signaux sont combinés de façon à renforcer le signal désétalé. Il s'agit fondamentalement d'une série de corrélateurs parallèles (pour le désétalement) appelés « doigts » (*RAKE fingers*). Chaque doigt reçoit, traite et combine un trajet du signal. Comme chaque doigt reçoit une copie du même signal (un trajet), et que chaque trajet a un retard différent, le code d'étalement (dans l'opération de désétalement) doit être retardé d'une même durée pour le synchroniser avec le trajet correspondant.

De fait, le bloc qui permet de suivre et de détecter les retards de chaque trajet (*Path Searcher*) est très important pour la fonctionnalité du récepteur *RAKE* [13].

## II.4.6 Avantages et inconvénients de la WCDMA

### ▪ Les avantages

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

- 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.
- Possibilité d'utiliser les mêmes ondes porteuses même sur des cellules mitoyennes.
- Utilisation d'antennes adaptatives.

### ▪ Les contraintes

#### ○ 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 ; celui-ci peut alors recevoir plusieurs fois le même signal en décalage, avec une puissance variable. Ce délai qui est généralement de 1 à 2  $\mu\text{s}$  en ville augmente jusqu'à 20  $\mu\text{s}$  dans les zones vallonnées. Le récepteur WCDMA doit donc être capable d'identifier et séparer les différentes composantes afin de les combiner de façon cohérente. Cela est possible si la différence d'arrivée entre

deux signaux identiques est la durée d'un chip ( $0.26 \mu\text{s}$  pour un débit de  $3.84 \text{ Mc/s}$ ). Pour trouver l'équivalent en distance, on a la formule :

$$Dist = c / \text{débit chip} \quad (\text{II.12})$$

Soit :  $\frac{3 \times 10^8}{3.84 \times 10^6} = 78\text{m}.$

Selon le débit chip, cette distance minimale peut augmenter et ne pas être envisageable dans ces cellules de petites tailles, c'est pourquoi le récepteur WCDMA doit être capable de réaliser la diversité des trajets multiples là où le protocole IS-95 ne le permettait pas.

#### ○ **Le Fast-Fading**

Si des ondes empruntent plusieurs parcours ayant une différence de longueur égale à une demi-longueur d'onde (soit  $\frac{(c/f)}{2} = 7\text{cm}$  à  $2 \text{ GHz}$ ), 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. A cela s'ajoutent les problèmes liés au contrôle de puissance qui sera le prochain point abordé.

Pour corriger le *fast-fading*, diverses solutions sont mises en œuvre comme :

- L'utilisation de protocoles de codage, d'entrelacement et de retransmission qui ajoutent de la redondance et de la diversité temporelle au signal ; cela permet au récepteur de récupérer les données malgré les atténuations.
- La recombinaison de l'énergie du signal en utilisant de multiples récepteurs à corrélation, ce qu'on appelle un doigt du récepteur Rake. Chacun d'eux doit détecter les changements de phase et d'amplitude, et les corriger toutes les millisecondes au moins. Cela constitue le récepteur Rake, utilisé en CDMA : les symboles démodulés dont la phase a été éventuellement corrigée par les différents doigts du récepteur sont envoyés au décodeur pour être combinés.

#### ○ **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. En WCDMA, la solution retenue est le contrôle rapide en boucle fermée : La station de base réalise de fréquentes estimations du rapport signal à interférence et les compare à la valeur SIR cible. Si la valeur SIR estimée est supérieure à la SIR cible, la station de base demande au mobile de réduire sa puissance d'émission ; A l'inverse, il peut lui demander de l'augmenter. Cette opération est réalisée 1500 fois par seconde pour chaque mobile, ce qui permet de prendre en compte n'importe quelle variation de

l'affaiblissement, même celle due au *fast-fading*. Ainsi, tous les signaux reçus ont une même puissance. Ce mécanisme est utilisé tant dans le sens descendant (vers le mobile) ou ascendant (vers le récepteur).

## II.5- Comparaison entre le CDMA et W-CDMA

Toutes les caractéristiques du CDMA s'appliquent également au W-CDMA. Néanmoins, le W-CDMA apporte plusieurs améliorations concernant la performance et la flexibilité des services, ainsi que l'exploitation de l'extensibilité. Les principales différences entre CDMA et W-CDMA [14] sont couvertes dans les sections suivantes.

Le CDMA et le W-CDMA sont des systèmes d'accès multiple par répartition de code utilisant une modulation par séquence directe (DS-SS-CDMA). Cela signifie que les bits correspondants aux données utilisateur sont étalés sur une large bande passante en multipliant ces données utilisateur par une séquence pseudo-aléatoire de bits (appelée *chip*) provenant des codes d'étalement CDMA. Afin de pouvoir supporter des débits très élevés (jusqu'à 2Mbit/s), le W-CDMA utilise des transmissions à facteur d'étalement variable et à codes multiples. Le débit *chips* (débit binaire de la séquence de code) de 3.84 Mc/s donne une bande passante par porteuse de l'ordre de 5 MHz. La large bande passante par porteuse du W-CDMA permet de supporter des débits utilisateur importants. Elle a en outre un impact bénéfique sur les performances du système. En effet, en fonction de la licence qui lui a été attribuée, l'opérateur peut utiliser plusieurs porteuses pour augmenter la capacité de son réseau. L'espacement des porteuses peut être choisi par pas de 200 kHz, entre 4,4 et 5 MHz, selon le niveau d'interférence entre les porteuses. Contrairement à l'IS-95, le W-CDMA ne nécessite pas de synchronisation des stations de base. Il n'y a donc pas besoin de référence globale de temps comme pour le GPS.

	UMTS (W-CDMA)	IS-95 (CDMA)
Méthode d'accès multiple	DS-CDMA	DS-CDMA
Espacement entre porteuses	5MHz	1.25MHz
Débit <i>Chip</i> (débit de la séquence de code)	3.84Mcp/s	1.2288Mcp/s
Fréquence de contrôle de puissance	1500Hz ( <i>uplink et downlink</i> )	la liaison montante: 800Hz la liaison descendante : lente
Synchronisation des stations de base	Pas nécessaire	Nécessaire (avec GPS)
Paquet de Données	<i>Load-Based Packet Scheduling</i>	Paquet de données transmis comme <i>Short Circuit Switched Calls</i>
Détection	Cohérente, dans la voie montant et la voie descendante	Cohérente, seulement dans la voie descendant
<i>Handover</i> inter- fréquence	Oui	Possible
Algorithmes de gestion des ressources radio	Oui	Pas nécessaire
Transmission de données	En fonction de la charge	Mode circuit
Diversité de transmission liaison descendante ( <i>Downlink</i> )	Supportée, augmente la capacité de la liaison descendante	Non supportée par la norme

**Tableau 1-** Les différences principales entre les interfaces radio W-CDMA et IS-95.

De plus, le W-CDMA utilise le contrôle de puissance rapide en boucle fermée à la fois dans la voie montante et la voie descendante, alors que le contrôle de puissance rapide de l'IS-95 est utilisé uniquement dans la voie montante. De même, le taux de SIR dans le W-CDMA est beaucoup plus élevé. Dans la voie descendante, un contrôle de puissance en boucle fermée est nécessaire pour fournir une puissance supplémentaire aux utilisateurs qui se trouvent au bord de la cellule. Cela assure que l'interférence causée par la cellule voisine ne bloque pas le signal de la cellule actuelle.

En outre, dans le W-CDMA, il existe une référence commune de phase pour la détection cohérente dans les voies montantes et descendantes. Ces références de phase sont utilisées pour aligner dans le temps les composantes des trajets multiples détectés ; cet alignement a pour but d'améliorer l'efficacité de la combinaison. L'IS-95 utilise une méthode similaire, mais seulement dans la voie descendante.

Dans beaucoup d'applications multimédias, la voie montante et la voie descendante ont besoin d'une capacité asymétrique. En effet, la navigation sur le Web, par exemple, provoque plus de charges sur la voie descendante que sur la voie montante. Pour pallier ces charges, l'interface radio W-CDMA utilise la diversité de transmission (*Transmit Diversity*), puisque le signal de la voie descendante sera transmis en utilisant deux antennes. Ceci a pour effet d'améliorer la capacité, car les signaux transmis par les deux antennes peuvent être considérés comme des composantes additionnelles de trajets multiples et utilisés dans la combinaison de diversité du récepteur RAKE pour améliorer la réception. Mais, cette propriété n'est pas prise en charge par l'interface radio de la deuxième génération. Le W-CDMA supporte aussi

d'autres techniques telles que les réseaux d'antennes adaptatives (*Adaptive Antenna Arrays*) et la détection multi-utilisateur [15&16].

## II.6-CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons commencé par un rappel sur les techniques d'accès multiples et une description détaillée de la modulation par séquence directe utilisée dans la technique WCDMA 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 la détection des symboles transmis.

La fin du chapitre est consacrée à la comparaison entre les deux techniques CDMA et W-CDMA, nous avons démontré que cette dernière permettant de supporter facilement une large gamme de débits de services, avec une bonne qualité, ainsi qui apporte plusieurs améliorations concernant la performance et la flexibilité des services

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

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

# CHAPITRE III

## Les systèmes Multi-antennes

### III.1-INTRODUCTION

Les radiocommunications sont déjà passées par trois générations de technologie. Chaque génération est marquée par une nouvelle technologie.

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

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

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

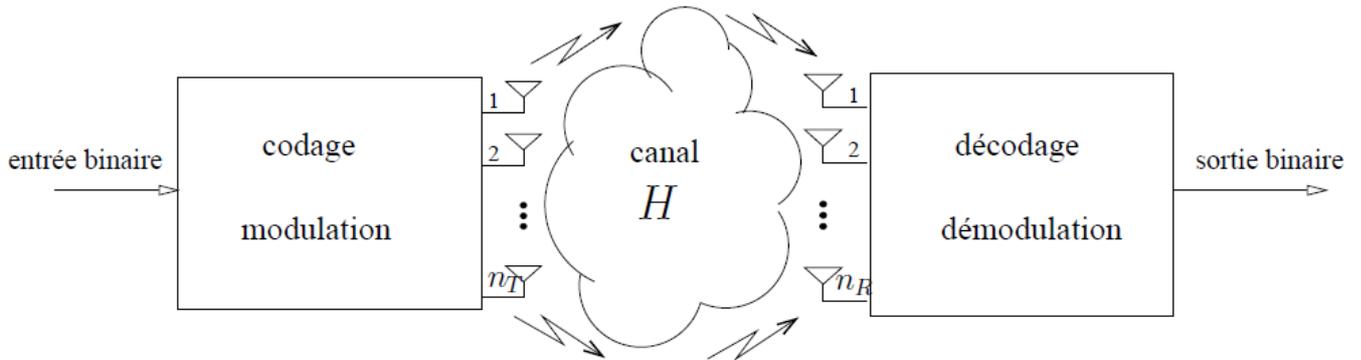
Il y a encore de demande croissante de débits plus élevés et des services de meilleure qualité. Bien que les techniques actuelles soient arrivées presque à la limite théorique de Shannon, elles ne peuvent pas satisfaire l'efficacité spectrale demandée par les systèmes présents et futurs. La technique MIMO découverte en 1996 par les chercheurs de Bell Labs 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.

### III.2-PRESENTATION DES SYSTEMES MIMO

Dans un système mono-antenne, l'augmentation de la taille de la modulation et/ou de la bande de fréquence utilisée sont les seules solutions pour augmenter le débit de données, avec tous les problèmes de complexité ou d'encombrement que cela entraîne. Partant du point de vue de la théorie de l'information, deux membres des laboratoires de recherche Bell, TELATAR [17] et FOSHINI [18], ont parallèlement et indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmente linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, dépassant de manière significative la limite théorique de SHANNON [19]. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO (**Figure III.1**) un des domaines les plus attractifs pour les industriels, qui y voient une des technologies susceptibles de résoudre les problèmes

d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande. De nombreuses études ont donc été menées, proposant de nouvelles architectures, différents algorithmes de réception ou encore des méthodes d'optimisation. On distingue principalement deux types d'architecture de systèmes multi-antennes, développées pour atteindre le même objectif de départ



**Figure III.1-** Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.

- L'architecture originale, connue sous le nom de **BLAST** visait à augmenter principalement la capacité des systèmes et a naturellement pris le nom de système spatio-temporel par couches, puisque la chaîne de symboles est directement dé-multiplexée sur les antennes émettrices.
- Afin d'améliorer la qualité de la transmission, TAROKH [20] puis ALAMOUTI [21] ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. La redondance ainsi introduite permet alors de réduire considérablement le Taux Erreur Bit, sacrifiant une partie du gain en débit dû à la multiplicité d'antennes.

#### ▪ Limite de SHANNON

Lors de transmission, la quantité d'information transmise est limitée par la capacité du canal, ainsi cette limite est indépendante de l'utilisateur, et par conséquent, impose une limite aux transmissions, cette limite est appelée : capacité de Shannon.

La limite physique imposée par le canal à la quantité d'information envoyer nous pousse à trouver une solution pour améliorer le débit, tout en gardant une complexité du matériel raisonnable.

Certaines techniques ont été utilisées pour améliorer qualitativement ou quantitativement l'information transmise, comme la technique de diversité spatiale en émission (MISO) ou la technique de diversité spatiale en réception (SIMO).

### III.3- ARCHITECTURE MIMO

Nous pouvons distinguer plusieurs configurations dans les différents dispositifs d'antenne. Cependant ces architectures et particulièrement l'architecture MIMO, utilisent différentes fonctions de traitement de signal, afin de permettre une meilleure performance du dispositif d'antenne.

### III.3.1- Système SISO

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

### III.3.2- Système SIMO

Une antenne émet le signal et plusieurs antennes en réception l'interceptent, cette technique a pour objectif de lutter contre l'évanouissement du canal.

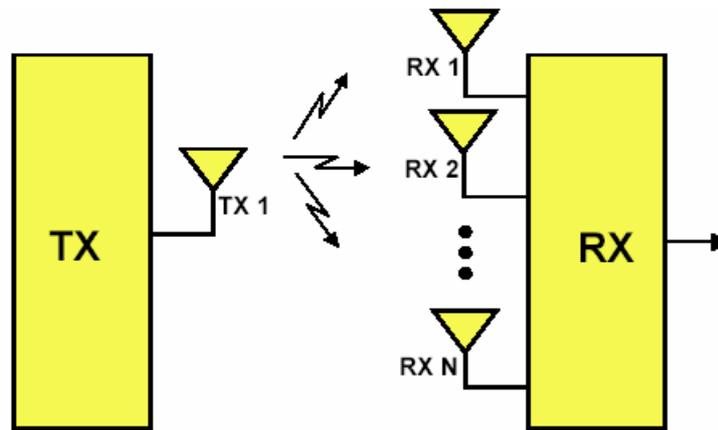


Figure III.2- Dispositif SIMO.

### III.3.3- Système MISO

C'est une technique de diversité spatiale en émission. Plusieurs antennes émettent des signaux qui seront interceptés par une seule antenne en réception. Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les  $N_t$  antennes émettrices est reçue.

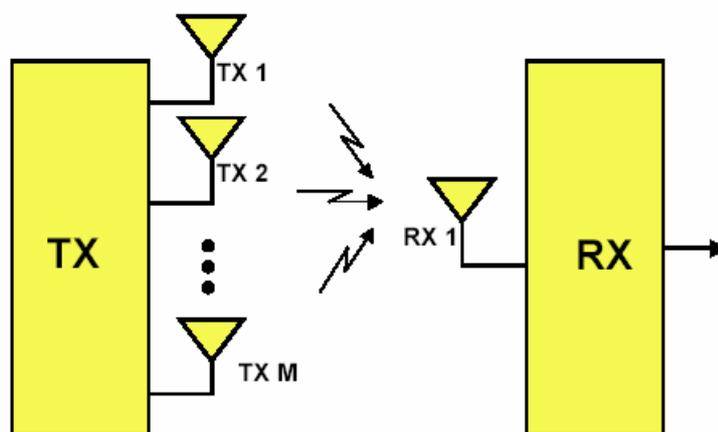


Figure III.3- Dispositif MISO.

### III.3.4- Système MIMO

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

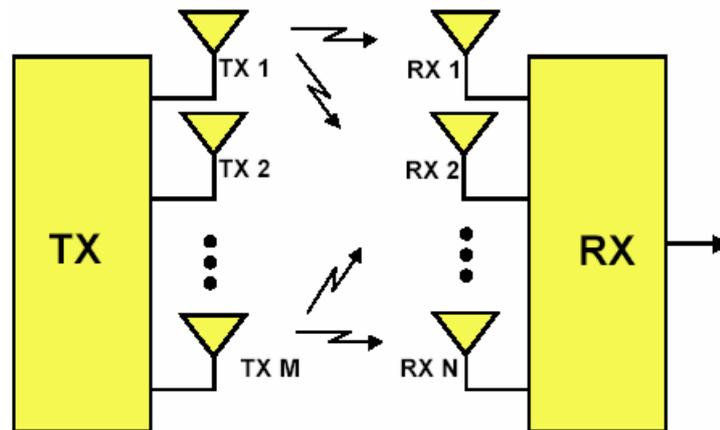


Figure III.4- Dispositif MIMO.

### III.4- Modèle de système

L'idée de base des systèmes MIMO est très simple puisqu'il s'agit d'associer la diversité spatiale à l'émission et à la réception. Il s'agit en quelque sorte d'une extension des "antennes intelligentes" utilisée dans les systèmes sans fil traditionnels, ce concept regroupe les techniques de traitement du signal qui exploitent la multiplicité d'antennes d'un seul côté de la liaison (souvent d'ailleurs au niveau de la station de base pour des raisons évidentes d'encombrement spatial). La multiplicité autorise une communication plus sûre et permet d'éviter les désagréments inhérents aux conditions de propagation, tels les trajets multiples et les évanouissements.

Par ailleurs, lorsqu'on utilise plusieurs antennes à l'émission ou à la réception, la probabilité de perdre toute l'information diminue exponentiellement avec le nombre d'antennes dé-corrélées.

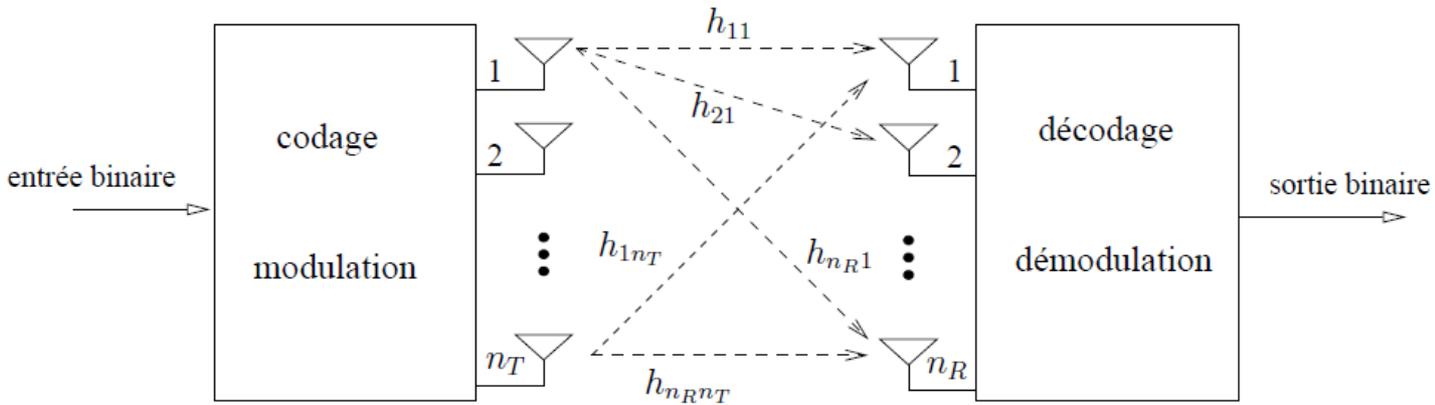
Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux de cette matrice sur le même créneau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

Considérons un système MIMO avec  $n_T$  émetteurs et  $n_R$  récepteurs. On suppose que la bande de fréquence utilisée pour la transmission est assez étroite pour que le canal soit non sélectif en fréquence. Chaque trajet entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice peut alors être caractérisé par un gain complexe  $h_{ji}$  représentant le coefficient d'évanouissement entre le  $i^e$  émetteur et le  $j^e$  récepteur (**Figure III.5**). A la réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles  $s_i$  transmis simultanément par

chacune des  $n_T$  antennes émettrices. Le signal  $r_j$  reçu par la  $j^e$  antenne peut par conséquent s'écrire de manière discrète:

$$r_j = \sum_{i=1}^{n_T} h_{ji} s_i + v_j \quad (III.1)$$

Où  $v_j$  représente un échantillon du bruit qui perturbe le signal, généralement considéré comme BBAG.



**Figure III.5-** Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices.

Si l'on considère à présent l'ensemble des symboles reçus simultanément par les antennes, le système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$r = \mathbf{H}s + v \quad (III.2)$$

Où  $\mathbf{H}$  est la matrice de canal de taille  $n_R \times n_T$  définie par l'ensemble des trajets:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_T} \\ h_{21} & \cdots & h_{2n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R1} & \cdots & h_{n_R n_T} \end{bmatrix} \quad (III.3)$$

$s$  est le vecteur émis de taille  $n_T \times 1$  et  $v$  est le vecteur de bruit de taille  $n_R \times 1$ .

Dans la suite de cet ouvrage, on suppose que les symboles sont indépendants et identiquement distribués et que le bruit et ces mêmes symboles sont parfaitement décorrélés. Si on note de plus  $\mathbf{R}_v$  la matrice de corrélation du bruit, on peut écrire:

$$\varepsilon\{ss^*\} = I_{n_T} \quad \varepsilon\{vv^*\} = \mathbf{R}_v \quad \varepsilon\{sv^*\} = 0 \quad (III.4)$$

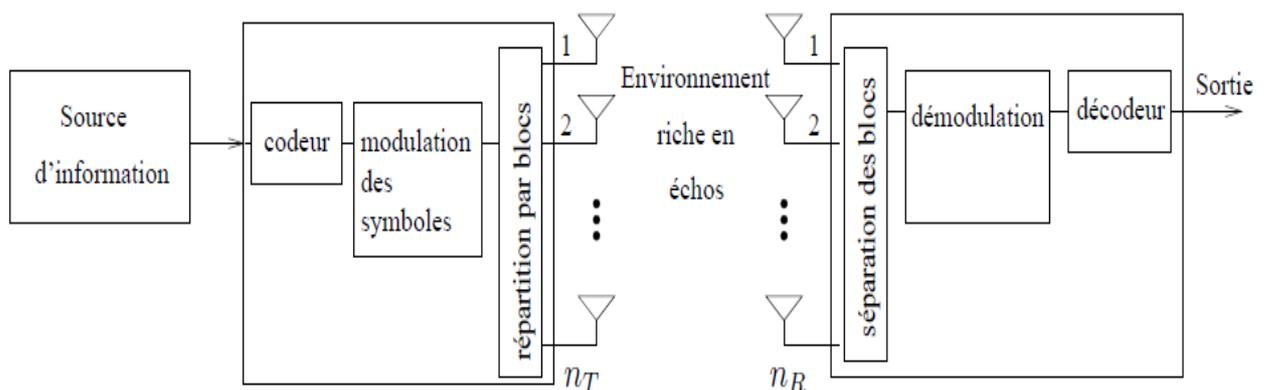
Dans la plupart de nos études, on suppose que le canal est sans mémoire, *i.e.*, pour chaque bloc de symboles émis la matrice  $\mathbf{H}$  est tirée indépendamment et aléatoirement selon la loi qui s'adapte le mieux

au type de transmission envisagé. Cela veut dire que la capacité du système peut être calculée comme le maximum d'information mutuelle.

La majorité des systèmes suppose par ailleurs une parfaite connaissance du canal (CSI) à la réception, tandis que la connaissance du canal à l'émission n'est envisagée que dans certaines architectures et sous certaines conditions. En pratique, le canal est estimé par le récepteur à chaque paquet transmis grâce à une séquence d'apprentissage. Dans un contexte de communication purement aveugle, une stratégie peut consister à recourir à l'égalisation aveugle, dont un état de l'art est proposé dans [22]. D'un autre côté, les limites fondamentales des systèmes MIMO en terme de capacité sont approchées si les signaux transmis par les différentes antennes sont orthogonaux et si la répartition de l'énergie sur ces dernières est uniforme [23]. De ces études sont nées différentes architectures spatio-temporelles unitaires [24,25] ou différentielles. Nous allons aborder d'une manière générale ces techniques de codage spatio-temporel dans le paragraphe suivant.

### III.5-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 III.6** ajoute donc de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propres au canal radio-mobile.



**Figure III.6-** Architecture d'un système de codage spatio-temporel.

En revanche l'indépendance des signaux diminue proportionnellement, il est même possible de coder ceux-ci de telle sorte que le débit soit le même que pour une transmission mono-antenne. Dans ce cas les antennes multiples ne sont plus utilisées pour augmenter le débit, mais simplement pour créer la diversité spatiale nécessaire à l'acheminement d'information sur un canal particulièrement difficile.

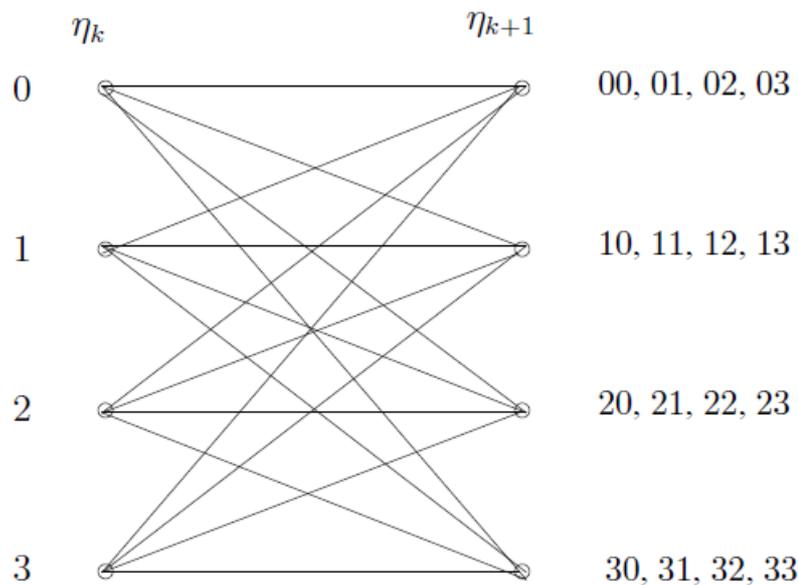
La paternité des codes spatio-temporels est attribuée à TAROKH [20] proposa une forme de codes convolutifs pour systèmes MISO, créant ainsi la première famille de CST, les CST en treillis (CSTT).

Cependant la popularité des CST provient surtout d'une structure ultérieure développée originellement par ALAMOUTI dans [21] et développée dans le paragraphe III.5.2, Cette seconde architecture connue sous le nom de CST par blocs (CSTB) semble en effet plus intéressante, car moins complexe.

### III.5.1- Codage spatio-temporel en treillis

Proposés originellement par Tarokh *et al.* Des laboratoires de recherche AT&T [20], 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 [26] au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Si le code est bien construit, on peut ajouter à la diversité un gain de codage loin d'être négligeable.

Le CSTT crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de  $n_T$  polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. La **Figure III.7** propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices  $n_T = 2$ .



**Figure III.7-** Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant  $n_T = 2$  émetteurs et une modulation MDP-4

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

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

– L'état suivant du treillis dépend des bits d'information à coder. Ainsi, si les deux bits à coder sont 11, alors l'état suivant prend la valeur décimale équivalente c'est-à-dire  $\eta_{k+1} = 3$ .

– Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants.

Dans notre cas ( $\eta_k = 0$  et  $\eta_{k+1} = 3$ ) le doublet à la sortie du codeur est donc 30 (3 sur la première antenne et 0 sur la seconde).

– Ces symboles sont alors mis en forme par la MDP-4 avant l'émission par leur antenne respective.

Il est intéressant de noter les similitudes et les différences entre les modulations codées à treillis multiple (MCTM) [27] et les CSTT. Dans les CSTT, les symboles associés à une branche du treillis sont répartis dans l'espace (les antennes), alors qu'ils sont répartis dans le temps pour les MCTM. En considérant le même alphabet, l'efficacité spectrale des CSTT est donc  $n_T$  fois plus grande que celle des MCTM. De plus, contrairement aux MCTM qui nécessitent un entrelaceur 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.

La réception est basée sur l'estimation des coefficients d'évanouissement du canal et un algorithme de décodage parmi ceux que nous présentons dans la section III.8.

### III.5.2- Codes spatio-temporels par blocs

La complexité de mise en oeuvre 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.

Dans [28], 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.

### •Codes STB non-linéaires

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

Parmi ces travaux, nous citons SANDHU dans [18] qui a proposé un code non linéaire dont le codage se fait en deux étapes :

Les symboles complexes  $\{S_0, S_1, S_2, \dots, S_{n-1}\}$  sont mappés par une fonction non linéaire en une séquence  $\{\phi_n\}$ .

Les  $\{\phi_n\}$  sont ensuite transformés par une fonction linéaire formant la matrice  $C_C$ .

### •Codes STB linéaires

Les codes STB linéaires [29] sont les codes découverts par ALAMOUTI en 1998. Ces codes sont utilisables pour 2 antennes à l'émission et s'appuient sur un algorithme de décodage très simple. Ils ne nécessitent d'ailleurs qu'une seule antenne en réception.

Cette technique a été généralisée par TAROKH à un nombre arbitraire d'antennes d'émission. Néanmoins les codes obtenus, bien qu'a diversité maximale, perdent en rendement lorsque le nombre d'antennes est supérieur à 2.

A chaque opération de codage,  $N_s$  symboles de modulation sont codés par la technique CSTBO pour générer  $N_s$  séquences de signaux parallèles. Ces séquences sont transmises simultanément à partir de  $N_t$  antennes.

Pour le cas  $N_t = 2$  et  $N_r = 1$ , ALAMOUTI a proposé un code spatio-temporel avec  $Q = T = 2$  et donc  $R = 1$ .

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

$$C_{STBC,2} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

$$[y_{11} \quad y_{12}] = [h_{11} \quad h_{12}] \cdot \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + [n_{11} \quad n_{12}] \quad (\text{III.6})$$

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

$$C_{STBC,2} \cdot C_{STBC,2}^H = (\|s_1\|^2 + \|s_2\|^2) \cdot I_2$$

Le code d'ALAMOUTI est le seul code orthogonal complexe permettant d'atteindre la diversité maximale. Il existe seulement quelques autres codes orthogonaux complexe ayant un rendement

inférieur à 1. Par exemple pour  $N_t = 3, N_r = 1, Q = 3$  et  $T = 4$  et donc  $R = 3/4$  on a le matrice code suivante:

$$C_{STBC,3} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ -s_2^* & -s_1^* & 0 & -s_3 \\ -s_3^* & 0 & s_1^* & s_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

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

$$C_{STBC,3} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & -s_3^* & s_4 \\ s_2 & s_1^* & -s_4^* & -s_3 \\ s_3 & -s_4^* & s_1^* & -s_2 \\ s_4 & s_3^* & s_2^* & s_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

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

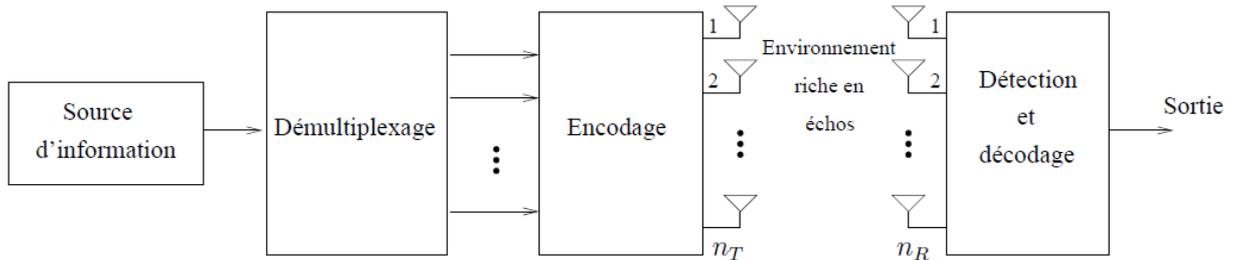
### Remarque

- Les CSTB ont des performances optimales pour des RSB faibles et moyens alors que les CSTT sont plus optimaux pour des RSB de grandes valeurs [30].
- Le code d'ALAMOUTI présente des très grands avantages. SANDHU dans [18] a démontré qu'un système avec deux antennes à l'émission et une seule antenne à la réception utilisant le code d'ALAMOUTI peut atteindre la capacité du canal sans la connaissance des états de ce dernier par l'émetteur.

## III.6- Multiplexage spatial

Contrairement aux codes spatio-temporels, dont l'efficacité spectrale est limitée par le codeur utilisé, la capacité des systèmes spatio-temporel par couches (LST), formées par un multiplexage initial (**Figure III.8**), croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, et le TEB décroît exponentiellement si l'on utilise un détecteur optimal (MV). L'avenir des communications numériques réside sans doute dans la capacité à envoyer simultanément des informations spécifiques pour différents types d'applications. Les chaînes de symboles seront alors envoyées à différents sous-canaux dédiés avec un codage approprié, imposant aux systèmes de transmission une certaine souplesse. Ainsi, contrairement aux codes spatio-temporels, le nombre d'antennes, la technique de modulation, l'entrelaceur utilisé peuvent facilement s'ajuster dans des systèmes spatio-temporels par couches, dont les voies sont indépendantes.

Les systèmes spatio-temporels par couches sont à l'origine de l'engouement pour les systèmes MIMO. Les chercheurs des laboratoires Bell ont ainsi proposé successivement plusieurs architectures dont ils ont démontré l'énorme potentiel. Le système le plus simple, qui ne fait appel à aucune technique de codage, est le V-BLAST [31, 32, 33]. Cette architecture verticale procède tout simplement à un démultiplexage de la chaîne d'informations en  $n_T$  sous-chaînes, chacune d'entre elles étant transmise par son antenne respective après savoir été modulée.



**Figure III.8-** *Système de transmission spatio-temporel par couches.*

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

$$(b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_k \quad \dots) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 & b_{n_T+1} & \dots \\ b_2 & b_{n_T+2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ b_{n_T} & b_{2n_T} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} s_1^1 & s_2^1 & \dots \\ s_1^2 & s_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ s_1^{n_T} & s_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \quad (\text{III.9})$$

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

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

$$(b_1 \ b_2 \ \dots \ b_k \ \dots) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 & b_{n_T+1} & \dots \\ b_2 & b_{n_T+2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ b_{n_T} & b_{2n_T} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ c_1^2 & c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ c_1^{n_T} & c_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

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

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ c_1^2 & c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ c_1^{n_T} & c_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \dots & c_1^{n_T} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2^1 & c_2^2 & \dots & c_2^{n_T} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & c_{n_T}^1 & c_{n_T}^2 & \dots & c_{n_T}^{n_T} \end{pmatrix} \quad (\text{III.11})$$

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

Beaucoup d'auteurs se sont inspirés de cette architecture par couches et ont proposé différents types de codage pouvant lui être associés [34, 35, 36, 37].

On a une autre architecture connue sous le nom de TURBO-BLAST qui utilise une structure du transmetteur exactement la même que celle du D-BLAST sauf que l'entrelaceur spatial n'ajoute pas de partie nulle dans la matrice.

En réception, le signal est une superposition des symboles transmis, bruités et atténués par les multi-trajets, compliquant la tâche des récepteurs traditionnels. La section III.8 propose différents algorithmes permettant de restituer l'information.

### III.7- MIMO Beamforming

Depuis de nombreuses années, les antennes reconfigurables font l'objet d'importantes recherches qui se proposent d'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 [39] est une technique de traitement des signaux utilisée pour les systèmes de transmission sans fil haut débit. Il peut également être considéré comme un filtre spatial pour chaque direction d'intérêt. Ce filtre va permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum, c'est-à-dire de favoriser le gain pour la direction

d'intérêt et d'atténuer les signaux émis dans les directions non souhaitées (interférences). A la sortie de ce filtre, on n'aura que les signaux dans la direction d'intérêt.

#### • Méthodes adaptatives supervisées

Les algorithmes utilisés pour les méthodes adaptatives dites supervisées ne nécessitent pas la connaissance des canaux et des codes de chaque utilisateur pour reconstituer l'information transmise. Une séquence de symboles prédéfinie est connue du récepteur qui est transmise par le transmetteur afin de calculer les coefficients du filtre adaptatif en se basant sur les propriétés statistiques des signaux envoyés. Après cette période d'adaptation, l'algorithme est capable d'estimer l'information transmise pour chacun des utilisateurs.

#### • Méthodes adaptatives non supervisées

Les algorithmes basés sur les méthodes adaptatives dites non supervisées (autodidactes) se servent de la sortie du filtre adaptatif pour se construire une séquence de symboles idéale durant la période d'adaptation. De cette façon, il y a aucune perte de gain en bande de fréquence. Contrairement aux méthodes adaptatives supervisées, les symboles transmis par le transmetteur correspondent uniquement à l'information utile.

### III.8- Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO

Il existe de nombreux algorithmes de réception envisageables pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (ZF) ou la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM). L'algorithme de réception proposé pour le système V-BLAST original dans [38] essaie d'éliminer successivement les interférences dues aux émetteurs autres que celui dont on estime les symboles. Le détecteur optimal est basé sur le maximum de vraisemblance et se sert donc de toute l'observation dont il dispose pour récupérer l'information. Il existe enfin bon nombre d'algorithmes sous-optimaux basés sur le MV ou sur la distance euclidienne minimale.

#### III.8.1- Critère de forçage à zéro

Le récepteur linéaire le plus simple est le récepteur basé sur le critère de forçage à zéro qui inverse tout simplement la matrice de canal. Supposant que  $\mathbf{H}$  est inversible, le vecteur de symboles estimés de taille  $n_T \times 1$  est alors donné par la relation :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{r} \quad (\text{III.12})$$

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles  $(S_i)_{i=1 \dots n_T}$  transmis dans le même canal. Lorsque  $\mathbf{H}$  est mal conditionnée, le récepteur ZF donne des résultats corrects pour des RSB élevés, mais pour de faibles RSB le bruit perturbe fortement les performances. En pratique, si  $\mathbf{H}$  n'est pas carrée (*i.e.* si

$n_T \neq n_R$ ) le récepteur multiplier à gauche par la pseudo-inverse  $\mathbf{H}^\dagger$  de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrit:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{r} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{r} \quad (\text{III.13})$$

Si un codeur est employé, on peut employer la redondance temporelle et spatiale pour retrouver les données.

### III.8.2- Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)

La contre partie de la parfaite séparation des signaux est l'augmentation du bruit. Le récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) constitue une excellente alternative. Cet autre récepteur linéaire minimise l'erreur globale due au bruit et à l'interférence mutuelle des signaux transitant par le même canal.

L'erreur quadratique moyenne est donnée par:

$$\epsilon = \mathcal{E}\{(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})^*(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})\} \quad (\text{III.14})$$

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

$$\hat{\mathbf{s}} = \frac{\rho}{n_T} \mathbf{H}^* (\sigma_v^2 \mathbf{I}_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^*)^{-1} \mathbf{r} \quad (\text{III.15})$$

dans laquelle on suppose que  $\mathcal{E}\{\mathbf{s} \mathbf{s}^*\} = \frac{\rho}{n_T} \mathbf{I}_{n_T}$  et  $\mathcal{E}\{\mathbf{v} \mathbf{v}^*\} = \sigma_v^2 \mathbf{I}_{n_R}$ . Le récepteur EQMM est moins sensible au bruit mais il sépare moins bien les signaux. Dans le cas d'un RSB élevé ( $\sigma_v^2 \cong 0$ ) le récepteur EQMM converge vers le récepteur ZF.

### III.8.3- Détecteur à annulation successive d'interférences (ASI)

Les méthodes linéaires citées plus haut possèdent chacune un inconvénient majeur : alors que le critère de forçage à zéro sépare parfaitement les symboles au prix d'un niveau de bruit envahissant sur certaines voies, le critère qui fait appel à l'EQMM, s'il est moins touché par le phénomène d'augmentation du bruit, n'est en revanche pas capable d'enlever toute l'IES. Dans le système V-BLAST original [33, 39] développé par les laboratoires Bell, Foschini *et al.* proposent une approche alternative très intéressante qui augmente les performances du récepteur au prix d'une complexité accrue.

Cet algorithme de détection utilise la non-linéarité et exploite ainsi la synchronisation inhérente au modèle. Le principe, basé sur "l'annulation des symboles" est assez simple, la contribution des éléments de  $\mathbf{s}$  déjà détectés est soustraite du vecteur reçu  $\mathbf{r}$ , ce qui donne un vecteur reçu contenant moins

d'interférences. En utilisant une telle méthode, l'ordre dans lequel les éléments de  $\mathbf{r}$  sont détectés devient important pour améliorer les performances du système.

La procédure devient donc la suivante: on détermine l'entrée la plus fiable de  $\mathbf{H}^\dagger$  et on estime le symbole émis par l'émetteur correspondant. La contribution de ce symbole est alors annulée, et on répète le procédé pour les  $n_T - 1$  symboles restants, et ainsi de suite jusqu'à ce que tous les symboles soient estimés. L'algorithme complet de détection, connu sous le nom V-BLAST par allusion à l'architecture verticale originale du système, mais que l'on peut généraliser sous le terme ASIO peut être résumé sous forme récursive, comme suit (Table III.1):

On considère dans cet algorithme les notations suivantes:

- $(\mathbf{G}_i)_j$  est la  $j^{\text{ième}}$  ligne de  $\mathbf{G}_i$  et les  $k_i$  représentent l'ordre de détection des symboles ( $k_1$  le premier, ...,  $k_{n_T}$  le dernier), soit l'ordre des émetteurs du plus favorisé au moins favorisé en terme de rapport signal-sur-bruit.
- $Q$  symbolise le processus de quantification par lequel le détecteur décide de la valeur estimée du symbole.
- $\mathbf{H}_{k_i}^-$  indique que l'on a annulé la contribution des  $i$  premiers émetteurs, *c-à-d* que les colonnes  $k_1, \dots, k_i$  de  $\mathbf{H}$  ont été remplacées par des 0. Le système devient alors équivalent à une version simplifiée de la **Figure III.8** de laquelle les émetteurs  $k_1, \dots, k_i$  ont été enlevés.

Il faut signaler que dans l'algorithme initial présenté ici, l'ordre de détection des symboles doit être recalculé

*Phase d'initialisation*

$$\left\| \begin{array}{l} i \leftarrow 1 \\ \mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^\dagger \\ k_1 = \arg \min_j \|(\mathbf{G}_1)_j\|^2 \end{array} \right. \quad (\text{III.16})$$

*Boucle récursive*

$$\begin{cases}
 \mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i} \\
 y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i \\
 \hat{s}_{k_i} = Q(y_{k_i}) \\
 r_{i+1} = r_i - \hat{s}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i} \\
 \mathbf{G}_{i+1} = (\mathbf{H}_{k_i}^-)^\dagger \\
 k_{i+1} = \arg \min_{j \notin \{k_1, \dots, k_i\}} \|(\mathbf{G}_{i+1})_j\|^2 \\
 i \leftarrow i + 1
 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Table III.1 – Algorithme de détection V-BLAST.

Tous les  $n_T$  symboles. En fait, si l'on considère que le milieu est quasi-statique, l'ordre des émetteurs du plus favorisé au moins favorisé est le même durant un intervalle de temps bien plus long que  $n_T \times T_s$ , et il peut donc n'être calculé qu'une seule fois. Par ailleurs on peut améliorer la précision de la détection des symboles en remplaçant le critère de forçage à zéro utilisé pour estimer  $\mathcal{Y}_{k_i}$  par le critère EQMM, ceci au détriment de la rapidité de l'algorithme, bien évidemment.

Cet algorithme peut en fait être considéré comme un cas particulier de l'égaliseur à retour de décision généralisé [40], si celui-ci opère lui aussi un ordre privilégié de détection des symboles suivant le RSB des trajets, et dans le cas où l'on ne considère aucune optimisation de transmission. Une architecture d'ERD a d'ailleurs été présentée dans [41] pour la réception des systèmes MIMO.

De nombreux auteurs ont depuis proposé des améliorations des algorithmes ASI, les uns basé sur une décomposition QR [42], les autres en prenant en compte le codage utilisé par les systèmes de type H-BLAST ou D-BLAST [43]. Le but recherché est toujours le compromis parfait entre la meilleure détection possible et la faible complexité de l'algorithme de décodage.

### III.8.4- Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV)

Le récepteur qui apporte les meilleures performances en termes de taux d'erreur est le récepteur à maximum de vraisemblance. 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:

$$\hat{s} = \arg \min_s \|\mathbf{r} - \mathbf{H}s\|^2 \quad (\text{III.18})$$

Où la recherche de la distance minimale s'effectue sur tous les mots de code  $s$  possibles. Il est important de noter que, si on note  $M$  la taille de la constellation, le récepteur doit calculer les distances pour un ensemble de vecteurs possibles de taille  $M^{n_T}$ , et le temps de calcul devient vite prohibitif pour les constellations de grande taille, même pour un faible nombre d'antennes émettrices (par exemple, pour une MAQ – 64 et  $n_T = 3$ , le récepteur doit passer en revue 262 144 vecteurs différents).

### III.8.5- Récepteur rapide basé sur le MV pour canaux à évanouissements de Rice

En pratique, il arrive rarement que la matrice de canal décrivant une transmission MIMO soit parfaitement décorrélée [44], diminuant ainsi la diversité spatiale. Par ailleurs, une matrice de canal décorrélée mais contenant des éléments à valeur moyenne non-nulle peut aussi s'avérer mal conditionnée, et amoindrir la diversité spatiale, particulièrement lorsque l'écart type de ses éléments est faible au regard de leur valeur moyenne. C'est le cas du modèle de canal ricien qui considère un ou, plusieurs trajets directs entre les antennes émettrices et réceptrices. Les performances des systèmes multi-antennes sont alors susceptibles de décroître rapidement et les récepteurs trop simples (du type ZF ou ASI) ne sont plus suffisants. Nous proposons donc ici un récepteur rapide basé sur le MV qui tire parti des caractéristiques du canal.

Le modèle de canal ricien décorrélé correspond à la combinaison d'un modèle de Rayleigh et d'un évanouissement spéculaire [45, 46]:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\kappa}\mathbf{H}_m + \sqrt{1 - \kappa}\tilde{\mathbf{H}} \quad (\text{III.19})$$

Où  $\tilde{\mathbf{H}}$  représente une matrice dont les éléments sont i.i.d. centrés et de variance égale à l'unité et  $\mathbf{H}_m$  est une matrice déterministe de rang 1 [47] telle que  $\text{trace}(\mathbf{H}_m\mathbf{H}_m^*) = n_T n_R$ .  $\kappa$  représente la partie de l'énergie du canal dévouée à la composante spéculaire, et dans le cas particulier où  $\kappa = 0$  le modèle de canal est du type de Rayleigh. Introduisons à présent le coefficient de dispersion  $\delta$  du canal dont dépend le domaine de validité de la méthode et défini par:

$$\delta = \sqrt{\frac{1-\kappa}{\kappa}} \quad (\text{III.20})$$

Nous allons nous servir du modèle (III.19) pour diviser le processus d'estimation en deux étapes. Notons  $s\Sigma$  la somme des éléments du vecteur  $s$ :  $s\Sigma = \sum_{i=1}^{n_T} s_i$  et  $r_{av}$  la valeur moyenne du vecteur reçu:  $r_{av} = \frac{1}{n_R} \sum_{i=1}^{n_R} r_i$  ou  $s_i$  et  $r_i$  sont les éléments du vecteur  $s$  et  $r$  respectivement. Nous pouvons

également définir le bruit moyen  $v_{av}$  de la même manière. Enfin, notons  $\tilde{\mathbf{H}}_{av}$  le vecteur de taille  $(1 \times n_T)$ , dont les entrées sont les moyennes des colonnes de  $\tilde{\mathbf{H}}$ .

Si on multiplie à gauche l'équation définissant le modèle MIMO classique  $(2 \times 2)$  par un vecteur de taille  $(1 \times n_R)$  dont les éléments valent  $1/n_R$ , on obtient:

$$r_{av} = \sqrt{\kappa} s \Sigma + \sqrt{1 - \kappa} \tilde{\mathbf{H}}_{av} s + v_{av} \quad (\text{III.21})$$

Sous certaines conditions de faible diversité [48], cette équation peut être approximée par:

$$r_{av} \simeq \sqrt{\kappa} s \Sigma + v_{av} \quad (\text{III.22})$$

On peut alors appliquer un algorithme rapide sous-optimal basé sur le maximum de vraisemblance (BMV) qui consiste en:

1. Une estimation MV de  $s \Sigma$  grâce à l'équation (III.22)
2. L'estimation du vecteur symbole  $s$  en utilisant une détection MV dans le sous-espace des vecteurs dont les éléments ont pour somme  $\Sigma$ .

La première étape se révèle cruciale, car si la détermination de  $s \Sigma$  est correcte, alors l'estimation du vecteur symbole est équivalente à celle d'un détecteur global optimal basé sur le maximum de vraisemblance.

### III.9-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, nous attardant principalement sur les différents types d'architectures et les algorithmes de réception. Les systèmes MIMO que nous avons décrit peuvent se présenter en trois classes différentes, avec un même objectif qui est la haute efficacité spectrale. Les architectures spatio-temporelles qui ont pour but d'augmenter le débit de transmission seront utilisées dans le prochain chapitre. Si 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 plusieurs algorithmes, linéaires ou non, permettant de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale.

Dans le chapitre suivant nous allons étudier la technologie W-CDMA étendue aux systèmes multi-antennes.

# CHAPITRE IV

ETUDE D'UNE CHAINE DE TRANSMISSION MULTI  
ANTENNAIRES STBC DANS UN CONTEXTE LARGE BANDE

## IV-1.Introduction

Dans le cadre de la téléphonie cellulaire de troisième génération (IMT-2000 : International Mobile Telephony 2000), la technologie d'accès multiple avec répartitions de codes à large bande W-CDMA constitue l'une des innovations de la norme, à caractère multiservices (e.g. multimédia). Elle permet de gérer la qualité de service, des débits variables selon la demande (384 kbps à 2 Mbps), la coexistence des méthodes de duplexage en temps TDD et en fréquence FDD, et un accès multiple basé sur le principe de l'étalement de spectre.

Nous proposons dans le cadre de cette étude en utilisant le logiciel **MATLAB7.12.0** des simulations liées à la mise en œuvre d'un système MIMO STBC dans un contexte W CDMA FDD sur la voie montante.

L'objectif principal de cette étude est de mettre au point un système de transmission multi antennes basée essentiellement sur un codage STB linéaires dans un contexte **UMTS** afin de pouvoir répondre aux contraintes de performances des systèmes de transmission actuelle et de futures générations.

## IV-2.Paramètres de simulation

- U : nombre de services;
- Les codes de canalisation sont les codes OVSF ;
- Les codes d'embrouillage sont des séquences complexes ;
- SF : Facteur d'étalement des codes OVSF varie entre [8,32,64,128,256] ;
- La longueur de code d'embrouillage =256 ;
- La modulation utilisée BPSK ;
- Le bruit additif est considéré comme un bruit blanc gaussien (AWGN);

## IV-3.Etude d'une chaîne de transmission W-CDMA

### • 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 contrôle : DPCCH.

Le schéma de transmission de la technique W-CDMA est illustré par la **Figure IV.1**. 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. 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 court» pour distinguer l'utilisateur des autres transmettant dans la même bande de fréquences.

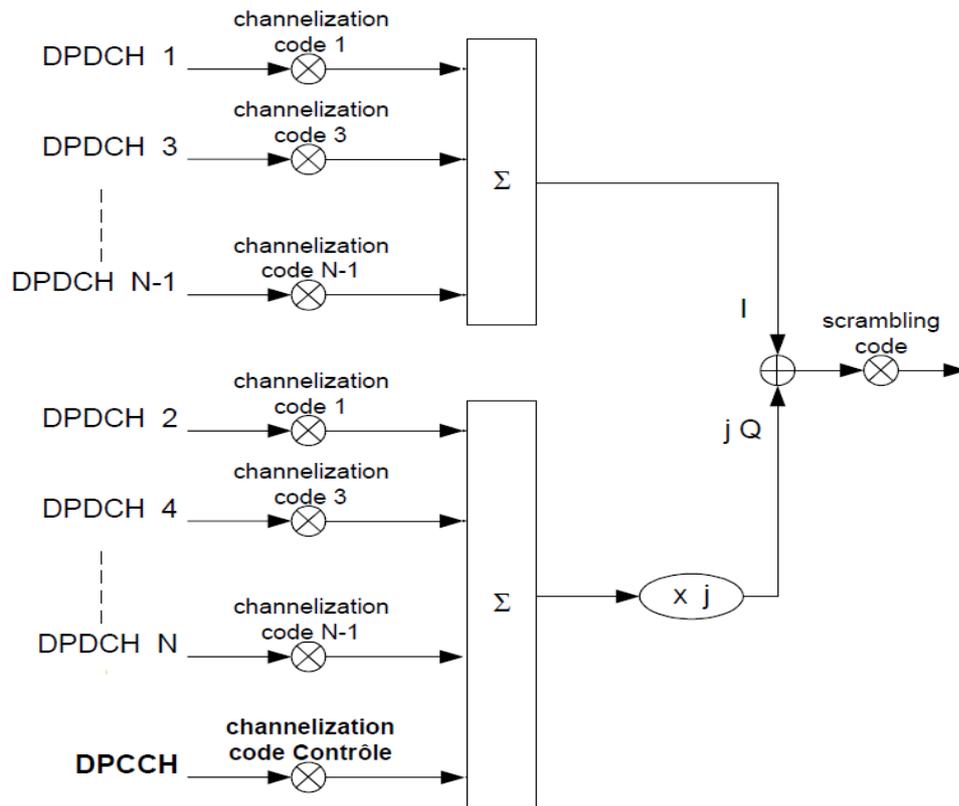
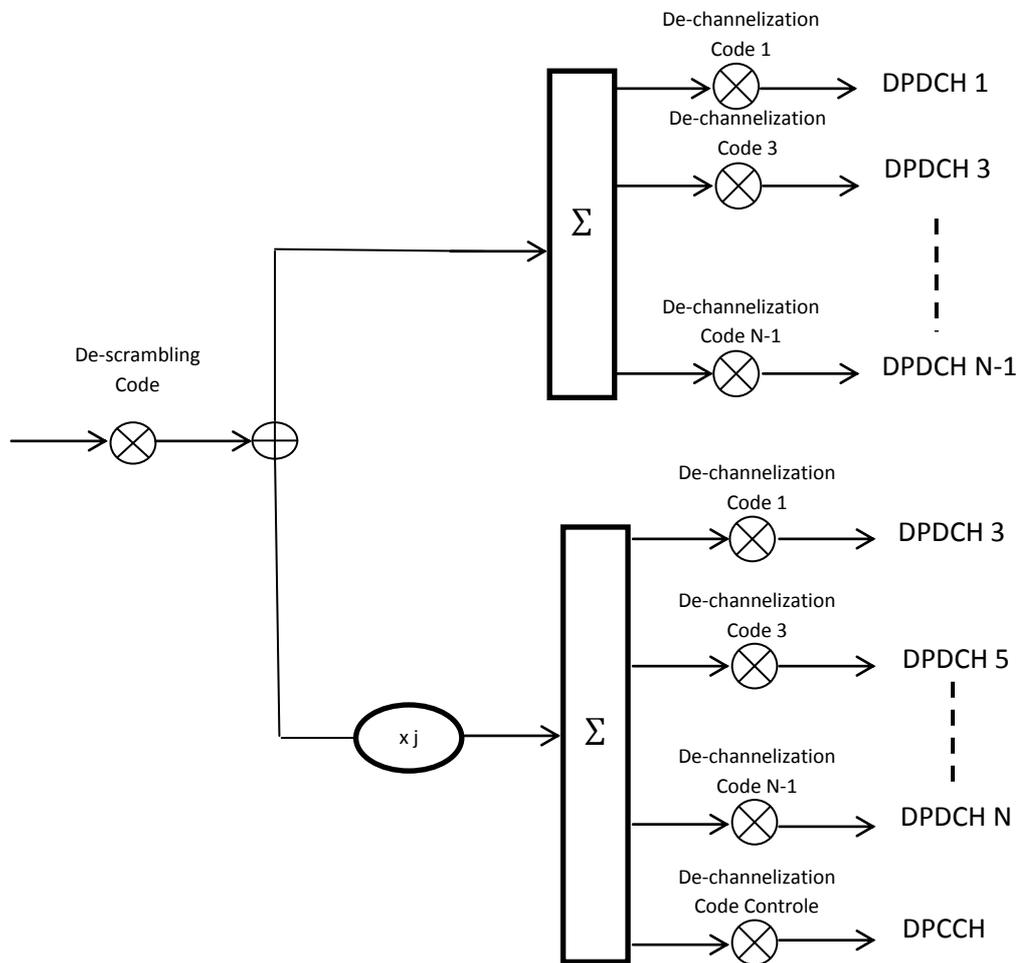


Figure IV.1- Transmission sur plusieurs canaux DPDCH.

- Récepteur W-CDMA

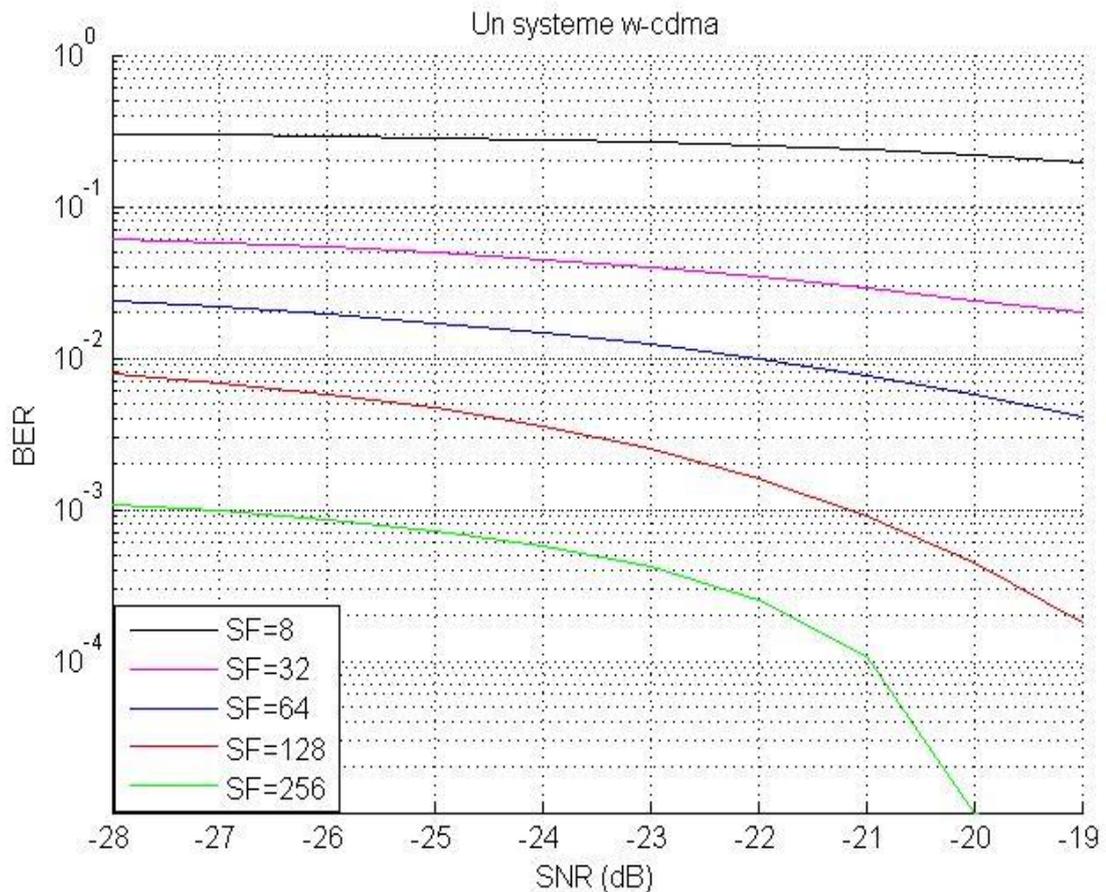
A la réception, toutes ces opérations vont se refaire (De-scrambling, De-channelization) afin de pouvoir récupérer le message original.



**Figure IV.2-** Réception sur plusieurs canaux DPDCH.

### IV.3.1-Influence du SF sur les performances de la technique W-CDMA

Pour cette première 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 IV.3-** 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 est supérieur à  $10^{-2}$  pour un SNR de -19dB, ce qui confirme que le signal émis est affecté par les perturbations du canal.

Cependant, pour un SF de 64; 128 et 256 le BER chute plus rapidement et atteint des valeurs inférieures à  $10^{-2}$  pour des SNR différents.

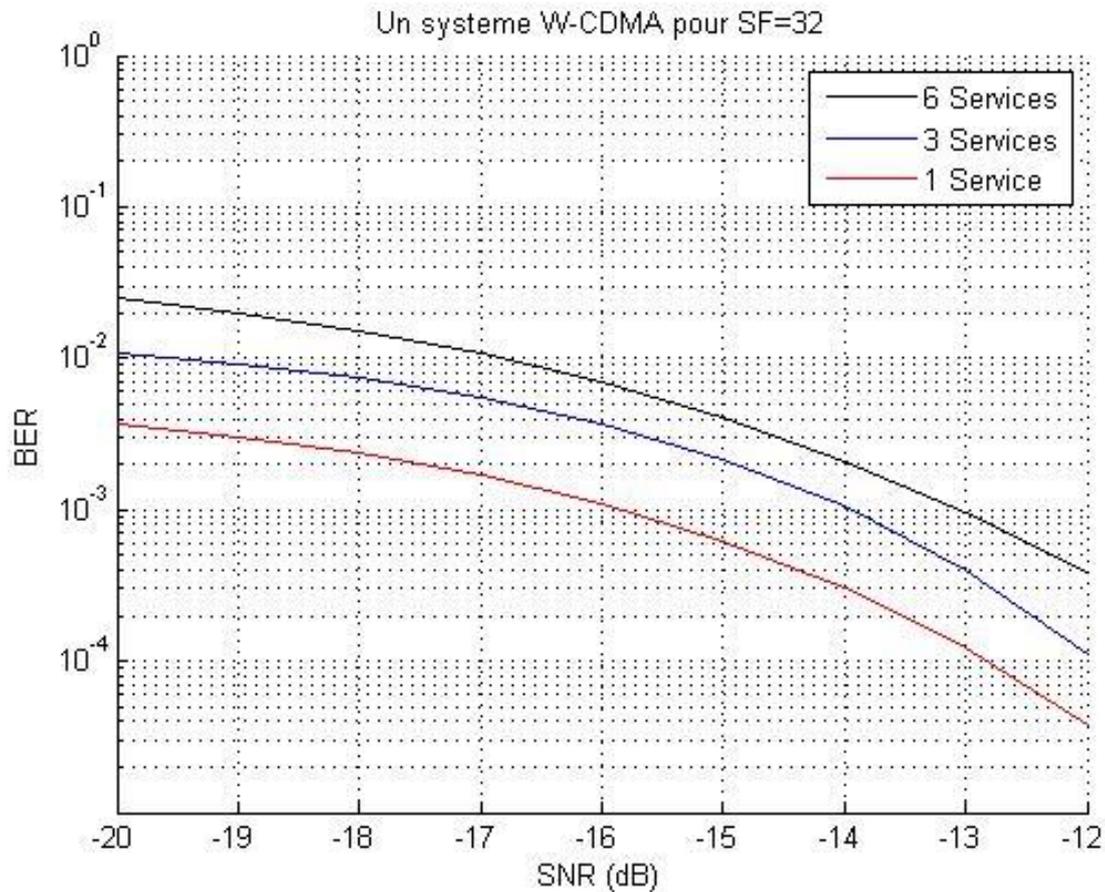
- SF=64  $\implies$  Le BER est inférieur à  $10^{-2}$  pour un SNR=-21dB.
- SF=128  $\implies$  Le BER est inférieur à  $10^{-3}$  pour un SNR=-20dB.
- SF=256  $\implies$  Le BER est inférieur à  $10^{-4}$  pour un SNR=-20dB.

Nous constatons, d'après la **Figure IV.3** des améliorations significatives en termes de BER en augmentant le SF, ce qui garantit une meilleure qualité de transmission.

#### IV.3.2-Influence du nombre de services sur les performances du système

Pour cette deuxième 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 IV.4-** Comparaison du BER pour une chaîne de transmission W-CDMA ( $SF=32$ ).

D'après la **Figure IV.4**, nous nous consignons que le système W-CDMA améliore plus les performances en terme du BER pour différent nombre de services.

Le BER pour  $U=6$  est inférieur à  $10^{-3}$  pour un  $SNR=-12dB$ .

Le BER pour  $U=3$  est inférieur à  $10^{-3}$  pour un  $SNR=-12dB$ .

Le BER pour  $U=1$  est inférieur à  $10^{-4}$  pour un  $SNR=-12dB$ .

Malgré le nombre important de service ( $U=6$ ), le BER atteint une valeur inférieure à  $10^{-3}$  pour un  $SNR= -12dB$ , ce qui prouve le caractère multiservices de la technique W-CDMA.

#### IV-4. Etude des performances des systèmes multi antennaires dans un contexte large bande

Le traitement d'un système W-CDMA est à présent clairement défini. Dans le cadre de notre étude, nous proposons une combinaison entre les systèmes multi antennaires avec la technique W-CDMA. L'intérêt principal de cette combinaison est de supporter de nouvelles applications complexes,

elle permet ainsi d'augmenter le débit usager et de combattre efficacement les évanouissements et les interférences en exploitant les avantages de la technique WCDMA et la technologie MIMO.

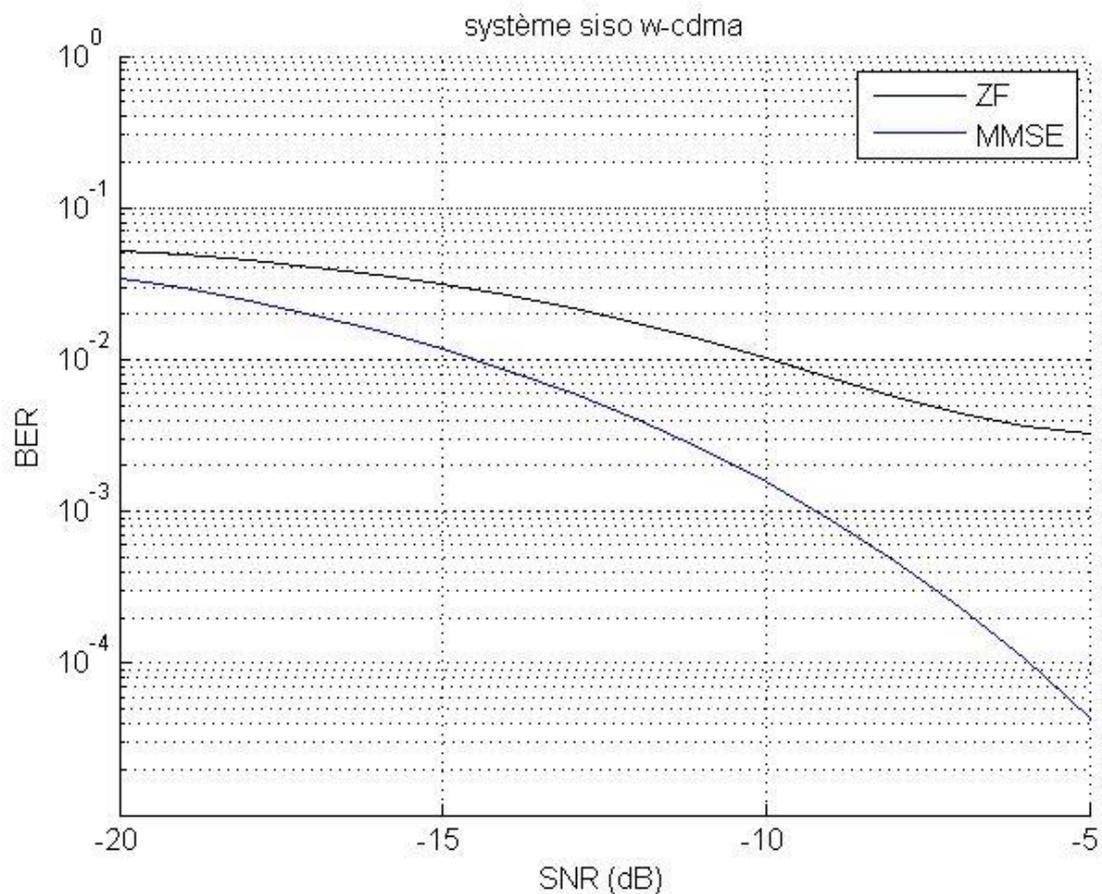
Notre système proposé est basée sur le modèle d'ALAMOUTI qui repose sur un schéma simple de diversité, la technique utilisée est appelée la STBC qui sert à la construction à partir des symboles complexes des matrices orthogonales.

Nous commençons notre étude par le modèle classique SISO dans un contexte large bande.

#### IV-4-1. Système SISO W-CDMA

Le modèle d'un système SISO W-CDMA est relativement simple, puisqu'il s'agit d'envoyer l'information par une seule antenne à l'émission et la récupérer par une seule à la réception.

Nous avons vu dans la théorie qu'il existe plusieurs algorithmes de détection associés avec les systèmes MIMO, le ZF et le MMSE sont ceux que nous aurons besoin pour l'étude de notre système.



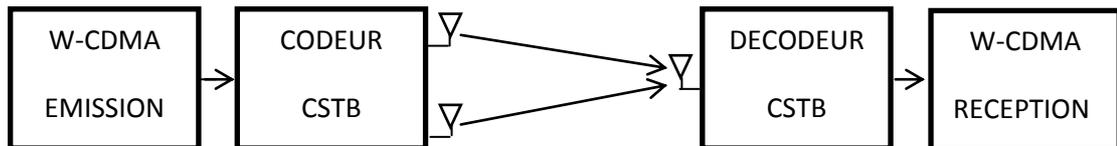
**Figure IV.5-** Performance du système SISO W-CDMA ( $SF=32$ ).

Le taux d'erreur d'un système SISO W-CDMA (considérons les deux cas de détecteurs) est remarquable, nous avons un BER inférieur à  $10^{-2}$  pour un SNR = -5 dB dans le cas d'un détecteur ZF et un BER inférieur à  $10^{-4}$  pour le même SNR dans le cas d'un détecteur MMSE.

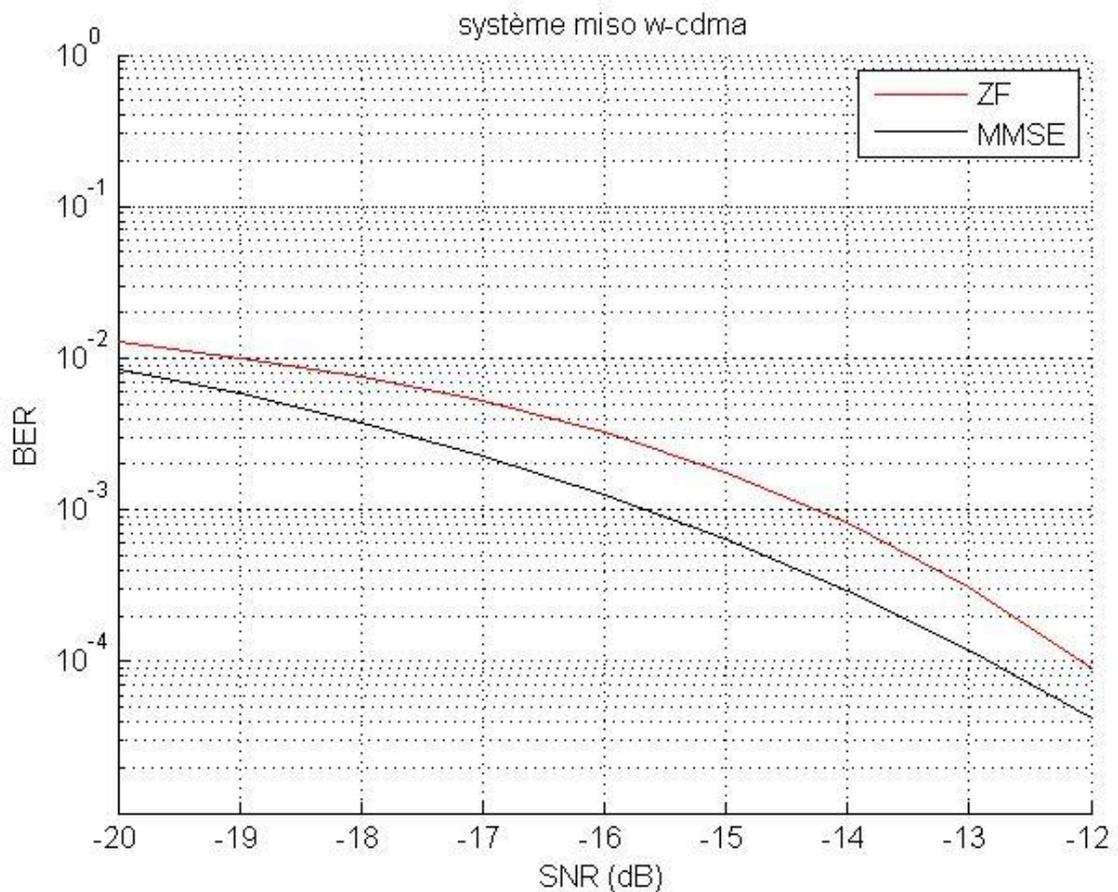
Le système SISO W-CDMA basé sur l'algorithme MMSE est nettement plus favorable que celui basé sur l'algorithme ZF.

#### IV-4-2. Système MISO W-CDMA

Afin d'améliorer les performances, nous avons jugé utile de modifier le système de transmission en exploitant la diversité spatiale à l'émission, le flux de données sera envoyé indépendamment et simultanément via deux antennes émettrices et sera reçu par une seule antenne réceptrice.



**Figure IV.6-** Schéma d'un système MISO STBC W-CDMA.



**Figure IV.7-** Performance du système MISO STBC W-CDMA ( $U=6$ ,  $SF=32$ ).

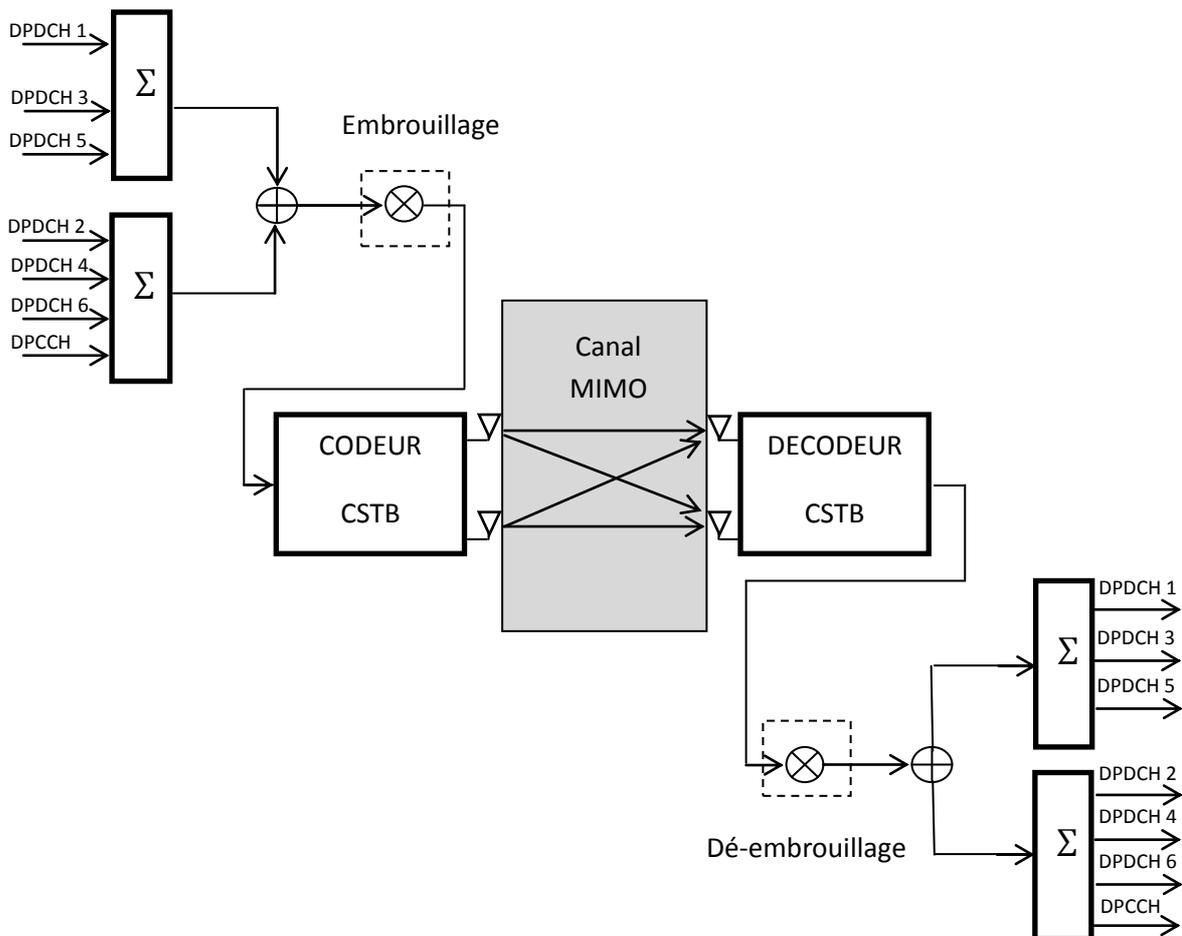
Le taux d'erreur d'un système MISO STBC W-CDMA (considérons les deux cas de détecteurs) est notable.

- $BER < 10^{-4}$  pour un SNR = -12 dB dans le cas d'un détecteur ZF.
- $BER < 10^{-4}$  pour SNR=-12dB dans le cas d'un détecteur MMSE.

Nous constatons des améliorations significatives en termes de BER, en exploitant la diversité spatiale à l'émission dans un contexte large bande.

#### IV-4-3. Système MIMO W-CDMA

Afin d'améliorer encore les performances en terme du BER, nous avons pensé à augmenter le nombre d'antennes émettrices et réceptrices, pour cela, nous avons opté un MIMO STBC 2x2 dans un contexte large bande.



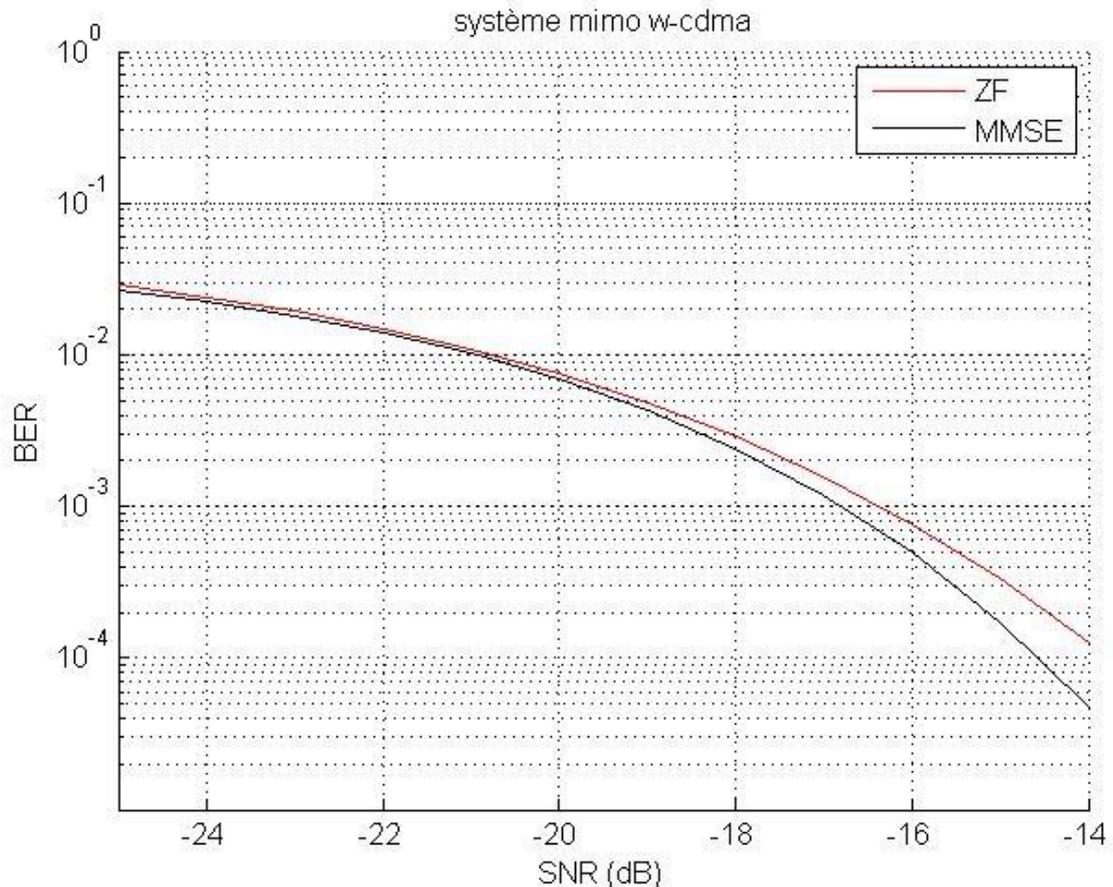
**Figure IV.8-** Configuration MIMO STBC W-CDMA.

La configuration MIMO STBC W-CDMA pour la transmission d'un flux de donnée est représentée par la **Figure IV.8**, le système se compose de trois grandes parties : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « canal de propagation ».

L'émetteur contient deux blocs : le bloc « émetteur W-CDMA » et le bloc « codeur STBC », après le traitement du flux de données par le bloc W-CDMA suivant les opérations de canalisations et d'embrouillage, il sera ensuite traité par le bloc STBC pour avoir une diversité des symboles dans le

temps et dans l'espace. Les symboles constituant la matrice de codage sont transmis pendant les périodes symboles de telle sorte qu'à chaque période symbole, les éléments d'une colonne sont transmis sur les deux antennes émettrices via un canal MIMO.

Le récepteur contient deux blocs : le bloc « récepteur WCDMA » et le bloc « décodeur STBC » qui ont pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis à partir du signal reçu.



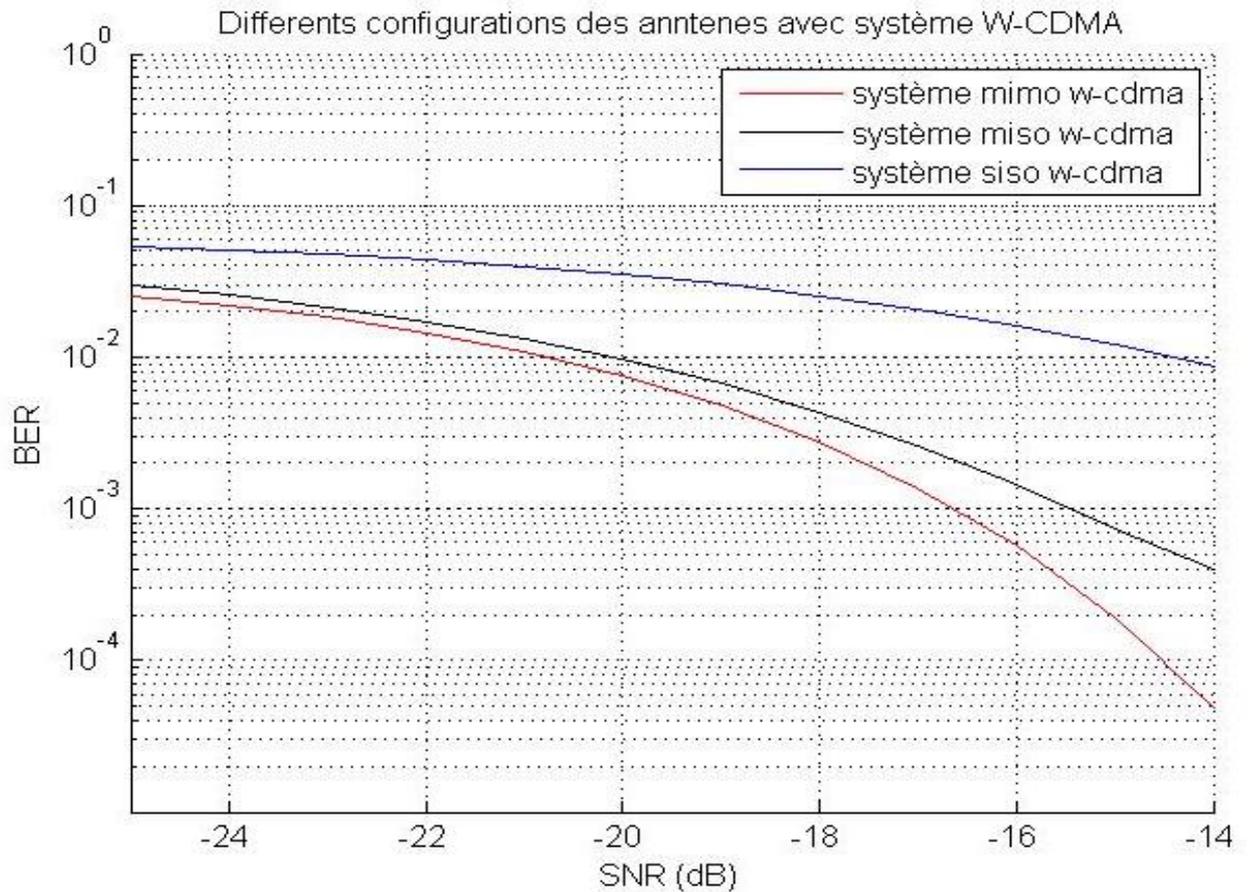
**Figure IV.9-** Performances du Système MIMO STBC W-CDMA.

L'exploitation d'une architecture multi antennes et un récepteur basé sur l'algorithme MMSE est plus favorable en termes de BER. Elle entraîne des meilleures performances et minimise l'erreur globale due au bruit et à l'interférence mutuelle des signaux transitant par le même canal.

- $BER < 10^{-4}$  pour  $SNR = -14dB$  dans le cas d'un détecteur MMSE.

#### IV-4-3-1. Influence du nombre d'antennes sur les performances du système

Pour cette partie d'étude, nous préservons le même détecteur MMSE pour les trois systèmes SISO, MISO et MIMO.



**Figure IV.10-** Comparaison du BER pour les trois systèmes.

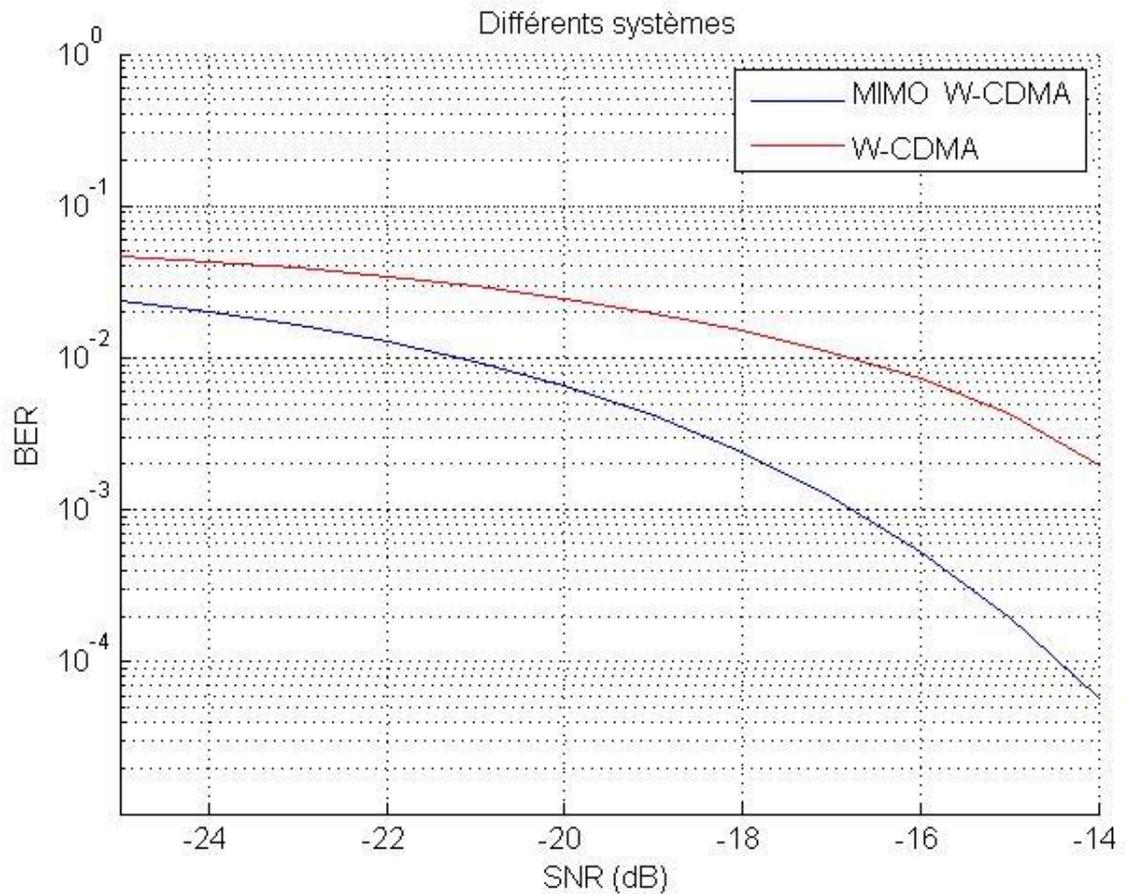
D'après la **Figure IV.10**, les variations de BER sont nettement remarquables pour les trois systèmes. Pour le SNR= -14dB, nous avons les taux d'erreurs suivants :

- $BER < 10^{-2}$  pour le système SISO STBC W-CDMA.
- $BER < 10^{-3}$  pour le système MISO STBC W-CDMA.
- $BER < 10^{-4}$  pour le système MIMO STBC W-CDMA.

Nous constatons que l'amélioration des performances est due à l'usage de la diversité spatiale en émission et en réception.

#### IV-4-3-2. Comparaison entre un système W-CDMA et MIMO STBC W-CDMA

En comparant le système W-CDMA étudié précédemment avec le système MIMO STBC W-CDMA basé sur un détecteur MMSE, nous avons pu voir le rapport suivant :



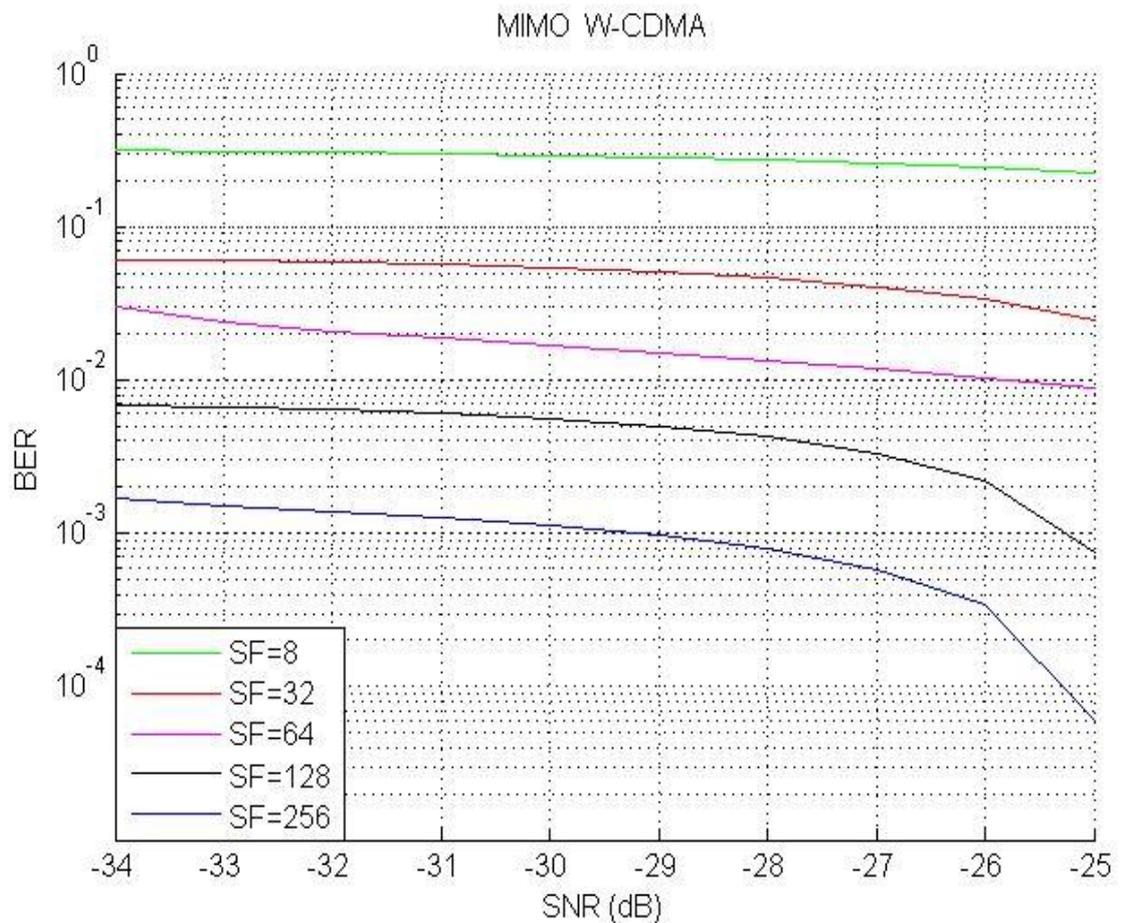
**Figure IV.11-** Comparaison du BER entre W-CDMA et MIMO STBC W-CDMA.

Le BER d'une chaîne de transmission W-CDMA est inférieur à  $10^{-2}$ , tandis que celui d'une chaîne MIMO STBC W-CDMA est inférieur à  $10^{-4}$ .

L'application de la technique MIMO STBC dans le contexte W-CDMA permet de combattre efficacement les évanouissements et les interférences en exploitant la diversité produite par le canal MIMO (constitué de sous canaux), améliorant ainsi la qualité du lien sans fil.

#### IV-4-3-3. Influence du SF sur un système MIMO STBC W-CDMA

Considérons une chaîne de transmission MIMO STBC W-CDMA comme illustré dans la **Figure IV.8** avec un SF appartenant à l'intervalle [8, 16, 64, 128, 256] ; l'intérêt principale de cette partie d'étude est d'examiner l'influence de la longueur du SF sur les performances du système MIMO STBC W-CDMA.



**Figure IV.12-** Influence du SF pour un système MIMO STBC W-CDMA.

Le taux d'erreur pour un système MIMO STBC W-CDMA, pour un SF de 8 et 32 est supérieur à  $10^{-2}$  pour un SNR de -25dB.

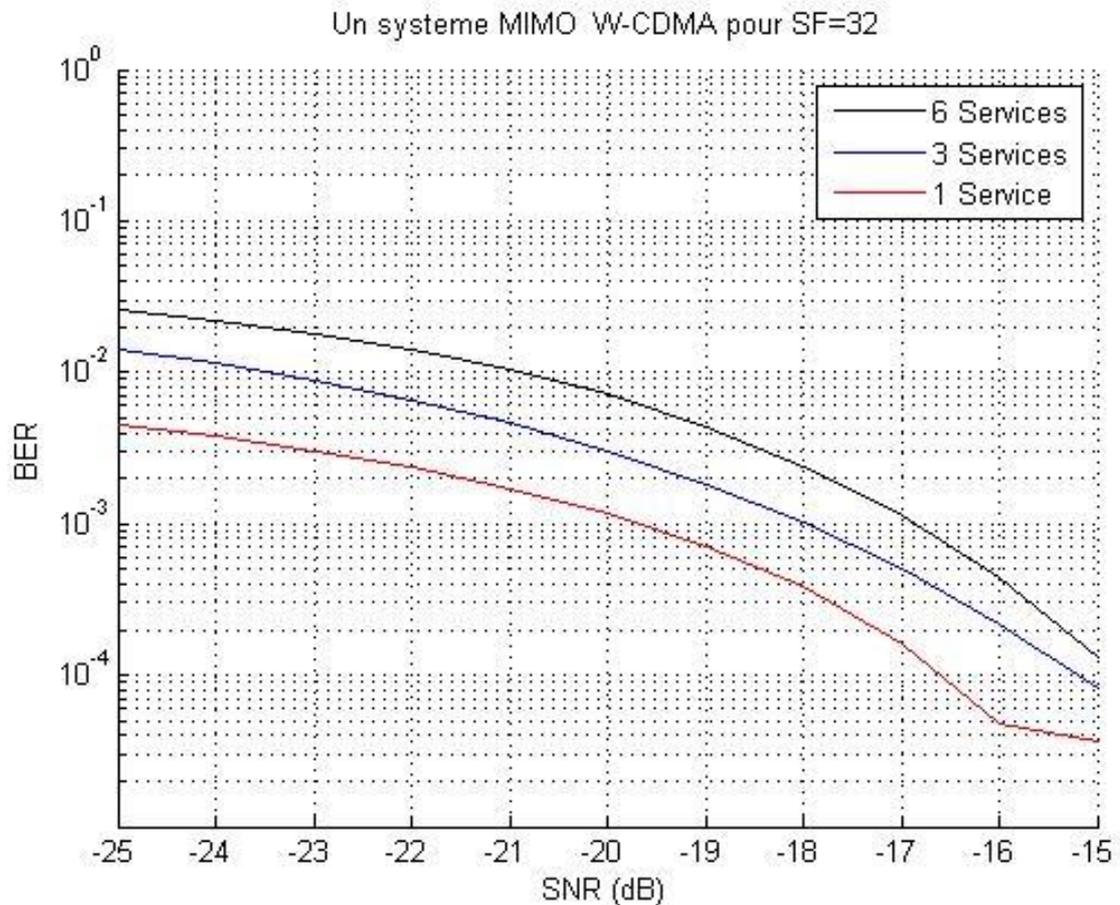
Cependant, pour un SF de 64; 128 et 256 le BER chute plus rapidement et atteint des valeurs inférieures à  $10^{-2}$  pour des SNR différents.

- SF=128  $\implies$  Le BER est inférieur à  $10^{-3}$  pour un SNR=-25dB.
- SF=256  $\implies$  Le BER est inférieur à  $10^{-4}$  pour un SNR=-25dB.

Nous constatons, d'après la **Figure IV.12** des améliorations significatives en termes de BER, en augmentant le SF, ce qui garantit une meilleure qualité de transmission.

#### IV-4-3-4. Influence du nombre de services sur un système MIMO STBC W-CDMA

Considérons une chaîne de transmission utilisée dans la section précédente avec un facteur d'étalement SF=32, nous faisons varier le nombre de services ( $U=1, 3, 6$ ).



**Figure IV.13-** Influence de nombre service sur un système MIMO STBC W-CDMA.

D'après la **Figure IV.13**, nous nous consignons que le système MIMO STBC W-CDMA améliore plus les performances en terme du BER pour différent nombre de services.

- $U=6 \implies$  Le BER est inférieur à  $10^{-3}$  pour un SNR= -15dB.
- $U=3 \implies$  Le BER atteint la valeur  $10^{-4}$  pour un SNR= -15dB.
- $U=1 \implies$  Le BER est inférieur à  $10^{-4}$  pour un SNR= -15 dB.

Malgré le nombre important de service ( $U=6$ ), le BER atteint des valeurs optimales, ce qui prouve le caractère multiservices de la technique W-CDMA.

#### IV.5-Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre la combinaison du système WCDMA avec le système MIMO à codage spatio-temporel.

En utilisant une programmation MATLAB, 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 et le nombre de services diminue.

Ces performances sont très améliorées lorsqu'on associe la technologie WCDMA avec la technique MISO-STBC, car cette dernière permet de combattre l'effet multi-trajets et donc assurer une transmission parfaite. Dans ce contexte nous avons projeté la même étude mais cette fois-ci en associant le système WCDMA avec la technique MIMO afin d'exploiter la diversité à l'émission et à la réception.

Nous avons fini notre travail par une étude comparative entre les différentes configurations proposées.

# CONCLUSION GENERALE

## CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire a été consacré à l'étude des systèmes de transmissions large bande dans un contexte multi-antennes.

Pour pouvoir décrire le concept et les techniques de cette étude, nous avons jugé utile de présenter dans le premier chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques. Les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment les canaux à évanouissements qui caractérisent le mieux les communications radio-mobiles.

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 pallier à ces contraintes, nous avons présenté les différentes sortes de diversité susceptibles d'améliorer les transmissions.

Nous avons rappelé dans le chapitre 2, les notions de base du WCDMA en premier lieu, ensuite nous avons étudié la couche physique et ces caractéristiques telles que les codes utilisées et leurs rôles sur les systèmes de transmission.

Dans le chapitre 3 nous avons présenté les différentes architectures MIMO en définissant leurs capacités, les codes espace-temps (en treillis, en blocs orthogonaux et non orthogonaux) et les systèmes basés sur le multiplexage spatial. Nous avons aussi détaillé les récepteurs envisageables pour ce type de transmission, qu'ils soient linéaire ou non. Si le récepteur basé sur le maximum de vraisemblance, malgré une complexité croissante avec le nombre d'antennes et la taille de la constellation, conserve un grand intérêt grâce à ses excellentes performances.

Le 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 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.

Ces performances sont très améliorées lorsqu'on associe la technologie WCDMA avec la technique MISO-STBC, car cette dernière permet de combattre l'effet multi-trajets et donc assurer une transmission parfaite. Dans ce contexte nous avons projeté la même étude mais cette fois-ci en associant le système WCDMA avec la technique MIMO afin d'exploiter la diversité à l'émission et à la réception.

Nous avons fini notre travail par une étude comparative entre les différentes configurations proposées.

# BIBLIOGRAPHIE ET REFERENCES

- [1] **N. PRAYONGPUN**, « *Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation* ». Thèse doctorat, université Joseph Fourier, Grenoble 1, avril 2009.
- [2] **C. E. Shannon**. A mathematical theory of communication. *Bell Systems Technical Journal*, 27:379–423 and 623–656, July and October 1948.
- [3] **R. Gautier, G. Burel, J. Letessier, and O. Berder**. Blind estimation of scrambler offset using encoder redundancy. In *Proceedings of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 626–630, Pacific Grove (CA), USA, 2002.
- [4] **Ph. MARY**, « Etude analytique des performances des systèmes radio-mobiles en présence d'évanouissements et d'effet de masque ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, février 2008.
- [5] **O. BERDER**, « *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes* ». Thèse doctorat, université de Bretagne Occidentale, décembre 2002.
- [6] **S. DAUMONT**, « Techniques de démodulation aveugle en interception de signaux MIMO ». Thèse doctorat, université de Rennes 1 sous le sceau de l'université Européenne de Bretagne, décembre 2009.
- [7] **P. DJIKNAVORIAN**, « MIMO pour les nuls ». Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal, université de Laval, décembre 2006 édition révisée janvier 2007.
- [8] **H. Bölcskei and A. J. Paulraj**. The Communications Handbook, chapter Multiple-input multiple-output (MIMO) wireless systems. CRC Press, 2001.
- [9] **A. DIALLO**, « *Système multi-antennes pour diversité et MIMO* ». Thèse doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, novembre 2007.
- [10] **NAUFAL M.SAAD** « contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optiques », thèse de doctorat à l'université de LIMOGES, Mai 2005
- [11] **D.V. Sarwate, M.B. Pursley**, « Crosscorrelation Properties of Pseudo-Random and Related Sequences », *Proc. IEEE*, vol. 68, n° 5, p. 593–619, mai 1980.
- [12] **P. V. Kumar, T. Helleseth, A. R. Calderbank, A. R. Hammons**, « Large Families of quaternary sequences with low correlation », *IEEE Trans. on info. Theory*, vol. 42, mars 1996.
- [13] **J. S. Lee and L. E. Miller**, « CDMA Systems Engineering Handbook », *Artech House*, Norwood, MA, U.S.A, 1998.
- [14] **E. Dahlman, B. Gudmundson, M. Nilsson, and J. Sköld**, « UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA », *IEEE Communication Magazine*, vol. 36, n° 9, p. 70–80, sept. 1998.
- [15] **H.Holma and A. Toskala**, « W-CDMA for UMTS », 3rd Edition, *John Wiley & Sons*, West Sussex, England, 2004.
- [16] **T. Ojanperä and R. Prasad**, « Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications », *Artech House*, Norwood, MA, USA, 1998.

- [17] **I. E. Telatar**. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–595, 1999.
- [18] **G. J. Foschini and M. J. Gans**. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, march 1998.
- [19] **D. Gesbert and J. Akhtar**. Breaking the barriers of Shannon’s capacity: An overview of MIMO wireless system. *Telektronikk Telenor Journal*, January 2002
- [20] **V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank**. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2):744–765, March 1998
- [21] **S. M. Alamouti**. A simple diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, October 1998
- [22] Special issue on blind systems identification and estimation. *IEEE Proceedings*, 86, 1998.
- [23] **T. L. Marzetta and B. M. Hochwald**. Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(1):139–157, January 1999.
- [24] **B. M. Hochwald and T. L. Marzetta**. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in rayleigh flat fading. *IEEE Transactions on Information Theory*, 46(2):543–564, March 2000.
- [25] **B. L. Hughes**. Differential space-time modulation. *IEEE Transactions on Information Theory*, 46(7):2567–2578, November 2000.
- [26] **G. Ungerboeck**. Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE Transactions on Information Theory*, 28(1):55–67, January 1982.
- [27] **N. Seshadri and C. E. W. Sundberg**. Multi-level trellis coded modulations for the Rayleigh fading channel. *IEEE Transactions on Communications*, 41(9):1300–1310, September 1993.
- [28] **D. KARAKOLAH**, « *Conception et prototypage d’un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec Précodage linéaire* ». Thèse doctorat, université de Bretagne-Sud, novembre 2009.
- [29] **D. LE RUYET**, « *Systèmes MIMO et codage spatio-temporel* ». Conservatoire National des Arts et Métiers, pp.37-42, mai 2005.
- [30] **J. RADON**, « *Linear sharen orthogonaler matrizen* ». Volume 1, in *Abhandlungen ausdem Methematischen Seminar der Hamburgishen universität*, 1922.
- [31] **G. D. Golden, G. J. Foschini, P. W. Wolnianski, and R. A. Valenzuela**. V-BLAST: A high capacity space-time architecture for the rich-scattering wireless channel. In *Proceedings of the International Symposium on Advanced Radio Technologies*, Boulder (CO), USA, September 10 1998.
- [32] **P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela**. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In *Proceedings of the URSI*

*International Symposium on Signal, Systems and Electronics (ISSSE)*, pages 295–300, Pisa, Italy, September 29 - October 2 1998.

[33] **G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky**. Detection algorithm and initial laboratory results using v-blast space-time communication architecture. *Electronic Letters*, 35(1):14–15, January 1999.

[34] **A. R. Hammons and H. El Gamal**. Space-time codes: New design criteria and general constructions. In *Proceedings of the Sixth Annual Workshop on Smart Antennas in Wireless Mobile Communications*, Stanford University (CA), USA, July 22-23 1999.

[35] **D. Shiu and J. M. Kahn**. Scalable layered space-time codes for wireless communications: Performance analysis and design criteria. In *IEEE Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, volume 1, pages 159–163, New Orleans (LA), USA, September 21-24 1999.

[36] **B. A. Bjerke and J. G. Proakis**. Multiple antenna diversity techniques for transmission over fading channels. In *IEEE Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, volume 3, pages 1038–1042, New Orleans (LA), USA, September 21-24 1999.

[37] **S. Ariyavisitakul**. Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, volume 3, pages 1238–1242, Hyderabad, India, June 2000.

[38] **G. J. Foschini**. 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.

[39] **G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolnianski**. Simplified processing for wireless communication at high spectral efficiency. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(11):1841–1852, November 1999.

[40] **G. Ginis and J. M. Cioffi**. On the relation between V-BLAST and the GDFE. *IEEE Communications Letters*, 5(9):364–366, September 2001.

[41] **C. Tidestav, A. Ahlen, and M. Sternad**. Realizable MIMO decision feedback equalizers: Structure and design. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(1):121–133, January 2001.

[42] **M. O. Damen, K. Abed-Meraim, and S. Burykh**. Iterative QR detection for BLAST. *Wireless Personal Communications*, 19(3):179–192, December 2001

[43] **X. Li, H. Huang, G. J. Foschini, and R. A. Valenzuela**. Effects of iterative detection and decoding on the performance of BLAST. In *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, volume 2, pages 1061–1066, San Francisco (CA), USA, November 27 - December 3 2000..

[44] **D. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn**. Fading correlation and its effect on the capacity of multi-element antenna systems. *IEEE Transactions on Communications*, 48(3):502–513, March 2000.

[45] **M. Godavarti, A. O. Hero, and T. L. Marzetta**. Min-capacity of a multiple-antenna wireless channel in a static Rician fading environment. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, page 57, Washington (D.C.), USA, June 24-29 2001.

- [46] **M. Godavarti, T.L. Marzetta, and S.S. Shitz.** Capacity of a mobile multiple-antenna wireless link with isotropically random Rician fading. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), page 323, Washington (D.C.), USA, June 24-29 2001.
- [47] **P. F. Driessen and G. J. Foschini.** On the capacity of multiple-input multiple-output wireless channels: a geometric interpretation. *IEEE Transactions on Communications*, 47(2):173–176, February 1999.
- [48] **L. Collin, P. Rostaing, O. Berder, and G. Burel.** A fast ML-based receiver for MIMO Rician fading channel. In *IEEE International Conference Communications 2002*, pages 154–159, Bucarest, Roumanie, December 5-7 2002.

## **Résumé**

Depuis une dizaine d'années, l'avènement des techniques multi-antennes (ou MIMO) pour les communications sans fil, mobiles ou fixes, a révolutionné les possibilités offertes pour de nombreux domaines d'application des télécommunications. La disposition de plusieurs antennes de part et d'autre du lien, augmente considérablement la capacité des systèmes sans fil. Cependant, les algorithmes numériques à mettre en œuvre pour réaliser ces systèmes sont autrement complexes et constituent un challenge quant à la définition d'architectures matérielles performantes. L'objectif du présent travail repose précisément sur l'étude des systèmes multi-antennes dans un contexte CDMA large bande afin d'optimiser l'utilisation de la bande passante, de créer les conditions nécessaires à la mise en œuvre de nouvelles applications multimédias.

Les performances des différents systèmes sont enfin évaluées sur un canal AWGN, en examinant notamment l'influence du nombre de services et la longueur du code sur les performances de système. Dans ces différents contextes, la comparaison entre les différentes configurations, montre que le système MIMO-STBC associé à la technique WCDMA apporte une amélioration significative des performances par rapport aux autres cas d'étude.

**Mots clés :** Technologie MIMO, Technologie CDMA, Technologie WCDMA, Canal AWGN, Système MIMO-STBC

## **Abstract**

Over the last ten years, multi-antenna systems (MIMO) for mobile and fixed wireless communications have revolutionized the possibilities offered for numerous telecommunication application domains. Using multiple antennas at both ends of the link considerably increases the capacity of wireless systems. However, the digital algorithms needed to realize these systems are complex and constitute a challenge in order to define powerful hardware architectures. The objective of this work is based precisely on the study of multi-antenna systems in a context CDMA broadband to optimize the use of bandwidth, to create the conditions necessary for the implementation of new multimedia applications.

The performances of the various systems are finally evaluated on an AWGN channel, in particular examining the influence of the number of services and the length of the code on the system performance. In these contexts, the comparison between the different configurations, shows that the MIMO-STBC system associated with the WCDMA technique provides a significant performance improvement compared to the other case studies.

**Key words:** MIMO Technology, CDMA Technology, WCDMA Technology, AWGN Channel, MIMO-STBC Systems