

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

UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID TLEMEN
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE et ELECTRONIQUE



Mémoire de Fin d'Etude
Pour l'obtention du diplôme de
MASTER en Télécommunications
Option : Réseaux et systèmes de télécommunications

Présenté par

M^{elle} HEDRACHE Lamia
M^{me} MERAD Safa

THEME

**ETUDE ET SIMULATION DE SYSTÈME MIMO À
MULTIPLEXAGE SPATIAL ASSOCIÉ À LA TECHNIQUE
WCDMA**

Soutenu le 25 juin 2014 devant les membres du jury composés de :

D^r A.R. BORSALI	M.C. à l'Université de Tlemcen	Président
D^r EL-H. ZERROUKI	M.C. à l'Université de Tlemcen	Examinateur
D^r R. MERZOUGUI	M.C. à l'université de Tlemcen	Examinateur
D^r S. M. BAHRI	M.C. à l'Université de Tlemcen	Encadreur

Année universitaire: 2013-2014

Remerciement

Nous tenons tout d'abord à remercier le grand dieu le tout puissant pour son aide céleste, grâce à lui seul qu'on a pu faire ce modeste travail.

Nous somme très reconnaissantes pour les efforts de toutes les personnes qui nous ont soutenus de près ou de loin et on tient à leurs dires mille mercis.

*Nous tenons à exprimer nos reconnaissances et nos vifs remerciements à **Mr S.M. BAHRI M.C** à l'université Abou Bakr Belkaid pour sa patience, son aide, ses haute qualités pédagogique qu'il n'a cessé de prodiguer toute au long de ce travail.*

*Nous adressons notre gratitude à **Mr A.R. BORSALI M.C** à l'université Abou Bakr Belkaid, faculté de Technologie qui nous à honorer en présidant le jury de notre PFE.*

*Nous exprimons nos sincères remerciements à, **Mr EL-H. ZERROUKI** et **Mr R. MERZOUGUI M.C** à l'Université Abou Bakr Belkaid, d'avoir accepté d'être membre de ce jury.*

Merçi à vous tous

Dédicace

Grâce à dieu qui ma tracé le chemin et m'a donné la santé, la volonté, la patience et de m'avoir fourni sa bénédiction, j'ai pu réaliser ce modeste travail que je dédie :

'A mes très chers parents, qu'aucune dédicace ne pourra exprimer mes sentiments de reconnaissance et de gratitude à leurs égards, et nul amour ne pourra rivaliser, en témoignage de leurs dévouements, leur amours qu'ils ont pu me donner, ils m'ont toujours encouragés, soutenus, aidés et donnés espoir, que dieu tout puissant leurs réserve une place dans son vaste paradis.

'A mes très chères sœurs NADJAT; SOUMIA; FARIDA; WAFAA que je leurs souhaite une longue vie pleine de joie et de réussite ;

'A mon cher frère MOHAMMED FAYSSAL que j'aime beaucoup et lui souhaite une longue vie pleine de réussite et de joie ;

'A mes oncles Paternel et Maternel et ma tante Paternel; 'A toute ma famille HEDRACHE ;

'A tout ceux qui m'ont aidés à réaliser mon but, 'A mes collègues des études et tous mes amis de promotion RST surtout Mon binôme SAFAA, sans oublier mes enseignant sans exception chacun par son nom pour le bon déroulement de mes études.

'A toute personne tenant une place dans mon cœur, 'A tous ceux qui m'aiment, et à tous, ce qui je n'ai pu citer, qu'il trouve ici toute la gratitude et la coordination.

LAMIA

Dédicace

Grâce à dieu qui m'a tracé le chemin et m'a donné la volonté, le pouvoir et le courage de réaliser ce travail que je dédie :

'A la lumière de mes yeux, l'ombre de mes pas et le bonheur de ma vie, ma mère qui ma apporté son appui durant toutes ces années d'études, et pour son sacrifice.

'A mon cher père, pour ces encouragements ;

'A mon cher Mari pour sa compréhension et son soutien permanant et pour tous les sacrifices qu'il à consentit pour me permettre de suivre mes études dans les meilleures conditions possibles ;

'A mes deux sœurs IMANE et BOUCHRA ;

'A toute ma grande famille et belle famille;

'A tout ceux qui m'ont aidés à réaliser mon but, 'A tous les étudiants de promotion RST 2014 surtout Mon binôme LAMIA, sans oublier mes enseignants sans exception chacun par son nom.

'A tous ceux qui me sont chers; et à tous, ce qui je n'ai pu citer, qu'il trouve ici toute la gratitude et la coordination.

SATA

Résumé

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéressons au système de télécommunication **MIMO** à multiplexage spatial dans un contexte **CDMA** large bande afin d'optimiser l'utilisation de la bande passante et de créer les conditions nécessaires à la mise en œuvre de nouvelles applications multimédias.

Il est à présent reconnu que les systèmes **MIMO** consistant en l'utilisation de plusieurs antennes en émission et en réception, permettant une amélioration de la fiabilité et des débits dans la communication sans fils. Le multiplexage spatial offre un moyen attractif d'atteindre de hauts débits avec des gains de diversité.

La combinaison du système **MIMO** et la technique **WCDMA** permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison contre les interférences entre les utilisateurs pour la **WCDMA** et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les **MIMO**.

Cette étude montre que la configuration **MIMO-VBLAST** associée à la technique **WCDMA** apporte une amélioration significative des performances par rapport aux autres cas d'étude.

Mots-clés : Système multi-antenne, V-BLAST, diversité, WCDMA, MIMO, multiplexage spatial.

Abstract

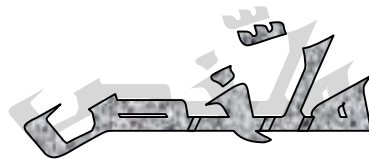
As part of this work, we are interested in telecommunication system **MIMO** spatial multiplexing in a context **CDMA** wideband to optimize the use of bandwidth and create the necessary conditions for implementation of new multimedia applications.

It is now recognized that the systems consisting of **MIMO** using multiple antennas for transmission and reception, allowing an improvement in reliability and in flow communication without son. The spatial multiplexing offers an attractive way to achieve high data rates with gains of diversity.

The combination of **MIMO** and **WCDMA** technique allows exploiting the advantages of the two methods: the robustness of the link against interference between users for **WCDMA** and robustness on uncorrelated space for **MIMO** channels.

This study shows that the **MIMO-VBLAST** configuration associated with the **WCDMA** technique provides a significant performance improvement compared to other case studies.

Keywords: Multi-antenna system, V-BLAST, diversity, WCDMA, MIMO, spatial multiplexing.



MIMO

CDMA

MIMO

WCDMA MIMO
WCDMA
.MIMO

VBlast WCDMA MIMO
.MIMO-VBLAST-WCDMA

MIMO jWCDMA V-BLAST :

Table des matières

Remerciement	i
Dédicace.....	ii
Résumé.....	iv
Abstract	v
ملخص	vi
Table de matières.....	vii
Listes de figures	xii
Aconymes et abréviations	xv
Notation	xviii
Introduction Générale.....	1

Chapitre I: Généralités sur le canal Radio-Mobile

I.1. Introduction.....	4
I.2. Chaîne de transmission numérique.....	4
I.3. Évanouissements et trajets multiples	5
I.3.1 Qu'est donc un évanouissement ?	5
I.3.2. Types d'évanouissement	5
I.3.2.1. Les évanouissements à grande échelle (LSF)	6
I.3.2.1.1. Perte du trajet (PL).....	6
I.3.2.1.2. Effet de masque (Shadowing).....	6
I.3.2.2. Les évanouissements à petite échelle (Small Scale Fading) :.....	7
I.3.3. Les trajets multiples	7
I.3.3.1. Réflexion (surfaces lisses) /Réfraction (milieux translucides)	7
I.3.3.2. Diffraction (angles, pointes).....	8
I.3.3.3. Diffusion ("scattering")	8
I.4. Etalement temporel (DS: Delay Spread)	8
I.4.1. La bande de cohérence	9

I.5. Etalement fréquentiel (ED: Effet Doppler)	9
I.5.1. Le temps de cohérence	10
I.6. Diversité et Sélectivité.....	10
I.6.1. Notion de la sélectivité.....	10
I.6.1.1. Canal sélectif en fréquence	11
I.6.1.2. Canal non sélectif en fréquence	12
I.6.1.3. Canal sélectif en temps.....	13
I.6.1.4. Canal non sélectif en temps.....	13
I.6.1.5. Canal sélectif en temps et en fréquence	13
I.6.1.6. Canal non sélectif en temps et en fréquence	13
I.6.2. Notion de Diversité	14
I.6.2.1. Principe de diversité.....	14
I.6.2.2. Types de diversité	14
I.6.2.2.1. Diversité avec répétition du signal	14
I.6.2.2.1.1. Diversité temporelle	14
I.6.2.2.1.2. Diversité fréquentielle.....	15
I.6.2.2.2. Diversité sans répétition du signal	16
I.6.2.2.2.1. Diversité spatiale.....	16
I.6.2.2.2.2. Diversité de polarisation	17
I.7. Canaux de transmission	18
I.7.1. Définition du canal	18
I.7.2. Types et modèles de canaux.....	18
I.7.2.1. Canal avec bruit blanc gaussien aditif (canal gaussien).....	18
I.7.2.2. Canal avec évanouissement.....	19
I.7.2.3. Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien aditif (canal de Rayleigh).....	19
I.7.2.4. Canal de Rice	20
I.8. Conclusion	20

Chapitre II: La technique WCDMA

II.1. Introduction.....	21
II.2. Technique d'accès multiple (CDMA)	21
II.2.1. Technique d'étalement de spectre dans CDMA	22

II.2.2. avantages et désavantages de la technique CDMA	22
II.2.2.1 Avantages.....	22
II.2.2.2 Désavantages	23
II.2.3. Propriétés de l'étalement de spectre	23
II.2.3.1. FH-CDMA	23
II.2.3.2. DS-CDMA.....	23
II.3. La technique WCDMA	24
II.3.1. Caractéristiques du W-CDMA.....	24
II.3.2. Flexibilité et extensibilité de services dans le W-CDMA	25
II.3.3. Flexibilité d'opérateur dans W-CDMA	26
II.3.4. Description générale de la chaîne de transmission de W-CDMA	26
II.3.5. Etalement de spectre dans le WCDMA	27
II.3.6. Propriétés des codes utilisés pour l'étalement de spectre	28
II.4. Codes de canalisation	28
II.4.1. Génération des codes de canalisation	29
II.5. Code d'embrouillage.....	31
II.5.1. Génération des codes d'embrouillage.....	31
II.6. Canaux et débit de données.....	33
II.6.1. la canalisation voie montante.....	34
II.6.2. la canalisation voie descendante	35
II.6.3. remarques sur le tramage	36
II.6.3.1. Remarque 1	36
II.6.3.2. Remarque 2	37
II.6.4. Embrouillage et modulation.....	38
II.6.5. Décodage.....	38
II.6.5.1. Décodage de canal	38
II.6.5.2. Décodage de données.....	39
II.7. Récepteur multi-trajets (Récepteur Rake)	39
II.8. Avantage et inconvénients de la WCDMA	41
II.9. Conclusion.....	41

CHAPITRE 3 : Systèmes Multi-Antennaires

III.1. Introduction aux systèmes MIMO	42
III.2. Concepts et capacités des canaux MIMO :	42
III.2.1. Système SISO	44
III.2.2. Système SIMO.....	44
III.2.3. Système MISO.....	45
III.2.4. Système MIMO	46
III.3. Codes spatio-temporel.....	47
III.3.1. Codage spatio-temporel en treillis (STTC)	48
III.3.2. Codage spatio-temporel par blocs(STBC)	49
III.4. Système MIMO à base de Multiplexage spatial (SDM: Techniques d'émission).....	50
III.4.1. D-BLAST	50
III.4.2. V-BLAST	52
III.4.3. H-BLAST	53
III.5. Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO (Techniques de réception).....	54
III.5.1. Critère de forçage à zéro (ZF)	54
III.5.2. Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) MMSE	54
III.5.3. Détecteur à annulation successive d'interférence (ASI)	55
III.5.4. Récepteur à maximum de vraisemblance (MV) ML.....	55
III.5. Conclusion	56

CHAPITRE 4 : Etude du systeme MIMO-VBLAST dans un contexte large bande

IV.1. Introduction.....	57
IV.2. Etude d'une chaine de transmission WCDMA.....	57
IV.2.1. Emetteur WCDMA	58
IV.2.2. Récepteur WCDMA	58

IV.3. Principe de l'association MIMO-WCDMA.....	59
IV.4. Le système MIMO-VBLAST-WCDMA	59
IV.5. Configuration MIMO-VBLAST-WCDMA.....	64
IV.6. Résultats et simulation de système MIMO-VBLAST-WCDMA.....	65
IV.6.1. Paramètres de simulation	65
IV.6.2. Performances du système MIMO-VBLAST :	65
IV.6.3. Influence du facteur d'étalement.....	66
IV.6.3.1. Critère ZF	66
IV.6.3.2. Critère MMSE	67
IV.6.3.3. Les critères ZF et MMSE	67
IV.6.4. Influence de l'ordre de modulation	68
IV.6.4.1. Critère ZF	68
IV.6.4.2. Critère MMSE	68
IV.6.4.3. Les critères ZF et MMSE	69
IV.6.5. Etude comparative.....	69
IV.6.5.1.Critère ZF	69
IV.6.5.2. Critère MMSE	70
IV.6.5.3. Les critères ZF et MMSE	70
IV.7. Conclusion.....	71

Table des figures

CHAPITRE I : Généralités sur le canal Radio-Mobile

Figure I.1 : Chaîne de transmission numérique	5
Figure I.2 : Évanouissement dans un canal de transmission numérique	6
Figure I.3 : Phénomènes d'évanouissement dans un canal de transmission numérique	6
Figure I.4 : Effet à grande échelle et perte de trajet.....	7
Figure I.5 : Principe de chaque mécanisme de propagation	9
Figure I.6 : Étalement temporel	9
Figure I.7 : Effet doppler	10
Figure I.8 : Différentes sélectivités du canal	12
Figure I.9 : Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence	12
Figure I.10 : Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence	13
Figure I.11 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels.	15
Figure I.12 : le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels.	16
Figure I.13 : Schéma synoptique d'une structure de base de diversité d'antennes	17
Figure I.14 : Illustration de deux polarisations différentes pour des applications de diversité de polarisation.....	17
Figure I.15 : Modèle d'un canal de transmission.	18
Figure I.16 : Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien.....	18
Figure I.17 : Modèle d'un canal avec évanouissement.....	19
Figure I.18 : Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif gaussien.....	20

CHAPITRE II : La technique WCDMA

Figure II.1 : Principe du CDMA.....	23
Figure II.2 : Fonctions effectuées par la couche « physique » dans la chaîne de transmission	28

Figure II.3 : Structure en arbre pour la génération des codes orthogonaux de canalisation.....	31
Figure II.4 : Schéma générique d'un registre à décalage	33
Figure II.5 : Processus d'embrouillage complexe appliqué en émission	34
Figure II.6 : Structure du slot de données sur la voie montante	35
Figure II.7 : Structure du slot de données sur la voie descendante	36
Figure II.8 : Transmission sur plusieurs canaux DPDCH uplink.....	37
Figure II.9: Transmission sur plusieurs canaux DPDCH downlink à même débit	38
Figure II.10 : Structure comparée des trames W-CDMA et GSM	38
Figure II.11 : Structure du récepteur Rake	41

CHAPITRE 3 : Systèmes Multi-Antennaires

Figure III.1 : Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.....	44
Figure III.2 : Le concept MIMO.	45
Figure III.3 : Dispositif SIMO.....	46
Figure III.4 : Dispositif MISO.....	47
Figure III.5 : Dispositif MIMO	48
Figure III.6 : Le schéma de principe du codage spatio-temporel.....	49
Figure III.7 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $N_t = 2$ Émetteurs et une modulation MDP-4.	50
Figure III.8 : Principe du multiplexage spatial.....	52
Figure III.9 : Architecture d'un transmetteur D-BLAST.....	53
Figure III.10 : Schéma représentant le processus d'un émetteur D-BLAST	53
Figure III.11 : Principe de l'architecture de modulation V-BLAST.	54
Figure III.12 : Architecture V-BLAST (Multiplexage pour couches verticales).....	54
Figure III.13 : Schéma représentant le processus d'un émetteur V-BLAST	54
Figure III.14 : Architecture H-BLAST (Multiplexage pour couches horizontales).....	55
Figure III.15 : Schéma représentant le processus d'un émetteur H-BLAST	55

CHAPITRE 4 : Etude du systeme MIMO-VBLAST dans un contexte large bande

Figure IV.1 : Transmission sur plusieurs canaux DPDCH.....	58
Figure IV.2 : Réception sur plusieurs canaux DPDCH.	58
Figure IV.3: Canal MIMO-WCDMA.....	59
Figure IV.4 : Le model du système VBLAST.....	60
Figure IV.5: Configuration MIMO-VBLAST-WCDMA.....	64
Figure IV.6 : Comparaison des performances des systèmes MIMO-VBLAST 2×2 avec les détecteurs ZF et MMSE.	65
Figure IV.7 : Influence du SF pour un système MIMO-VBLAST-WCDMA avec la méthode ZF ...	66
Figure IV.8 : Influence du SF pour un système MIMO-VBLAST-WCDMA avec la méthode MMSE	67
Figure IV.9 : Influence de l'ordre de modulation pour un système MIMO-VBLAST-WCDMA avec ZF	68
Figure IV.10 : Influence d'ordre de modulation pour un système MIMO-VBLAST-WCDMA avec MMSE.....	68
Figure IV.11 : Comparaison des performances entre ZF-MIMO-VBLAST et ZF-MIMO-VBLAST- WCDMA.....	69
Figure IV.12 : Comparaison des performances entre MMSE-MIMO-VBLAST et MMSE-MIMO- VBLAST-WCDMA	70

Acronymes et abréviations

3G:	3^{ième} Génération
AAA :	Adaptive Antenna Arrays
AMRC :	Accès Multiple à Répartition par les Codes
ASI :	Annulation Successive d'Interférence
AWGN:	Additive White Gaussian Noise
BBAG :	Bruit Blanc Additif Gaussien
BBGA :	Bruit Blanc Gaussien Additif
BER:	Bit Error Rate
BLAST:	Bell Labs Layered Space-Time
BoD:	Bandwith on Demand
CAN :	Convertisseur Analogique Numérique.
CCPCH:	Common Control Physical Channel (canaux physiques de contrôle commun)
CDMA :	Code Division Multiple Access
CDMA2000:	Code Division Multiple Access 2000
CDMA One:	Code Division Multiple Access One
CSI:	Channel State Information (Connaissance de l'état du canal).
D-BLAST :	Diagonal Bell Labs Layered Space Time
DCH:	Dedicated Data Channel
DFE :	Decision Feedback Equalizer
DPDCH:	Dedicated Physical Data Channel
DPCCH:	Dedicated Physical Control Channel
DS:	Delay Spread (Etalement de retard/dispersion des retards)
DS-CDMA :	Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access
DS-WCDMA :	Direct-Sequence Wideband Code-Division Multiple-Access
ED:	Effet Doppler (Etalement fréquentiel/décalage en fréquence)
EQM:	Erreur Quadratique Moyenne
EQMM :	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
FBI:	Feed Back Information
FDD:	Frequency Division Duplex
FDMA:	Frequency Division Multiple Access
FF:	Flat Fading/ Fast Fading.
FFF:	Flat Fast Fading
FH-CDMA:	Frequency Hopping Code Division Multiple Access
FH-SS:	Frequency Hopping Spread Spectrum

FSF:	F lat S low F ading
FSFF:	F réquence S elective F ast F ading
FSSF:	F réquence S elective S low F ading
GPS :	G lobal P ositioning S ystem
GPRS:	G lobal P acket R adio S ervice
GSM:	G lobal S ystem for M obile communications
H-BLAST :	H orizontal B ell L abs L ayered S pace- T ime
IAM :	I nterférence d'Accès M ultiple
IEEE :	I nstitute of E lectrical and E lectronic E ngineers
IES :	I nterférences E ntre S ymboles
IMT2000:	I nternational M obile T elecommunication 2000
ISI:	I nter- S ymbol I nterference
LFSR:	L inear F eedback S hift R egister
LSF:	L arge S cale F ading.
MAI :	M ultiple A ccess I nterference
MDP:	M odulation par D éplacement de P hase
MIMO:	M ultiple I nterferer M ultiple O utput
MISO:	M ultiple I nterferer S ingle O utput
MMSE :	M inimum M ean S quared E rror
ML:	M aximum L ikelihood
MLS :	M aximal L ength S equences
MV :	R écepteur à M aximum de V raisemblance
OSIC :	O rdered S uccessive I nterference C ancellation
OVSF:	O rthogonal V ariable S preading F actor (F acteur orthogonale d'épandage V ariable)
PL:	P ath L oss (perte du trajet).
PRACH:	P hysical R andom A ccess C hannels
QoS :	Q uality o f S ervice
QPSK:	Q uadrature P hase S hift K eying
RIF :	R éponse I mpulsionnelle F inie
RSB :	R apport S ignal sur B ruit
SBA:	S witched B eam A ntennas
SCH:	S ynchronization C hannels (canaux de synchronisation)
SDMA :	S pace D ivision M ultiple A ccess
OSIC :	O rdered S uccessive I nterference C ancellation
OSIC :	O rdered S uccessive I nterference C ancellation
OVSF:	O rthogonal V ariable S preading F actor (F acteur orthogonale d'épandage V ariable)

PL:	Path Loss (perte du trajet).
PRACH:	Physical Random Access Channels
QoS :	Quality of Service
QPSK:	Quadrature Phase Shift Keying
RIF :	Réponse Impulsionnelle Finie
RSB :	Rapport Signal sur Bruit
SBA:	Switched Beam Antennas
SCH:	Synchronization Channels (canaux de synchronisation)
SDMA :	Space Division Multiple Access
SDM :	Spatial Data Multiplexing
SF:	Slow Fading (Évanouissement lent)/ Spreading Factor
SIMO:	Single Input Multiple Output
SIR:	Signal-to-Interference Power Ratio
SISO :	Single Input Single Output
SNR :	Signal to Noise Ratio
SSF:	Small Scale Fading (évanouissements à petite échelle)
SST:	Spread Spectrum Technology
STB:	Space-Time Block (Spatio-Temporel en Blocs)
STBC :	Space-Time Block Coding (Codes Spatio-Temporel en Blocs)
STT:	Space-Time Trellis (Spatio-Temporel en Trellis)
STTC :	Space-Time Trellis Coding (Codes Spatio-Temporel en Trellis)
TD:	Transmit Diversity
TDD:	Time Division Duplex
TDMA:	Time Division Multiple Access
TEB :	Taux d'Erreur Binaire
TFCI:	Transport Format Combination Indication
TPC:	Transmit Power Control
UIT:	Union Internationale de Télécommunication
ULA:	Uniform Linear Array
UMTS:	Universal Mobile Telecommunications Standards Institute
UTRA:	Universal Terrestrial Radio Access
V.A:	Variable Aléatoire
V-BLAST :	Vertical Bell Labs Layered Space-Time
WLAN:	Wireless Local Area Network
WCDMA:	Wideband Code Division Multiple Access
ZF :	Zero Forcing (Forçage à zéro)

Notation

- $c(t)$: Représentation mathématique du trajet multiple.
- $c_i(t)$: Représente l'atténuation de $i^{ème}$ trajet variable dans le temps.
- (τ_i) : Le retard de propagation correspondant, avec $i = 0, 1, \dots, (L - 1)$.
- λ : Longueur d'onde.
- T_m : étalement temporel.
- C : Vitesse de la lumière.
- B_c : bande de cohérence du canal.
- B_s : la largeur de bande du signal transmis.
- B_m : étalement fréquentiel
- T_c : temps de cohérence
- T_s : la période symbole
- f_d : fréquence Doppler
- f_p : fréquence porteuse
- v : la vitesse du mobile
- $y(t)$: La puissance moyenne du signal (le signal reçu).
- $x(t)$: Le signal transmis
- $\eta(t)$: La puissance moyenne du bruit (bruit gaussien).
- $\frac{y(t)}{\eta(t)}$: Le rapport signal sur bruit est le rapport qui caractérise la performance du récepteur.
- X et Y : Deux variables aléatoires gaussiennes indépendantes.
- K : Paramètre de Rice, correspondant au rapport entre la puissance de la composante spéculaire (trajet LOS) et la puissance moyenne des multi-trajets de la composante diffuse, et varie donc entre 0 et $+\infty$.
- $h = X + j.Y$: le coefficient complexe du canal
- $I_0\left(2\alpha\sqrt{\frac{K(1+K)}{\Omega}}\right)$: La fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre 0.
- X_σ : Étant une variable aléatoire gaussienne de moyenne zéro, avec un écart type σ .
- $\alpha_i(t)$: Facteur d'atténuation dans le temps.
- n : L'exposant de la perte de trajet.
- d : Distance qui sépare l'émetteur du récepteur.

- d_o : Distance de référence déterminée par des mesures près de l'émetteur.
- n : L'exposant de la loi de perte de puissance, l'exposant de la perte de trajet.
- σ : écart type
- N_t : Nombre d'antennes à l'émission.
- N_r : Nombre d'antennes à la réception.
- D_s : La diversité spatiale.
- p : La puissance du signal utile (Watt).
- N_0 : La densité spectrale de puissance du bruit (W/Hz).
- W : La bande passante utile (Hz).
- ρ : Le rapport signal sur bruit(p/N_0).
- h_{ij} : le gain complexe du canal entre la $j^{ème}$ d'antenne émettrice et la $i^{ème}$ d'antenne réceptrice.
- η : le bruit qui corrompt le signal lors de la traversée du canal.
- I_{N_r} : La matrice unité.
- H : La matrice du canal **MIMO** de taille $N_t \times N_r$.
- η_K : l'état du treillis à l'instant k
- y : Le vecteur reçus de taille $1 \times N_r$.
- η : La matrice de bruit de taille $1 \times N_r$.
- H : La matrice de canal de taille $N_t \times N_r$.
- s : Le vecteur transmis de taille $1 \times N_t$ à chaque intervalle de temps.
- $(G_i)_j$: La jième ligne de G_i .
- k_i : Representent l'ordre de détection des symboles Q ;
- Q : symbolise le processus de quantification.
- $H_{\bar{k}_i}$: La matrice de canal H annulée des contributions des k_i premier émetteurs c'est-à-dire que les colonnes $k_1, \dots, k_i$ de H ont été remplacées par des zéros.
- ϵ : L'erreur quadratique moyenne
- N voies émises
- s_i : symboles
- N_t : Nombre d'antennes à l'émission.
- M : Le nombre d'états de la modulation
- T : Le nombre de périodes symboles nécessaires pour transmettre cette matrice X.
- x_t^I avec $t = 1, 2, \dots, T$; $I = 1, 2, \dots, n_t$ représente une combinaison linéaire de ces Q symboles utiles modulés et de leurs conjugués (Figure III.7).

Introduction

Générale

Introduction Générale

Communiquer est devenu pour l'homme d'aujourd'hui un besoin essentiel de la vie de tous les jours. Avec la démocratisation d'Internet, de la téléphonie mobile, les exigences des utilisateurs deviennent de plus en plus grandes et diverses pouvant se résumer par les trois maitres mots suivants : **universalité et rapidité**. En effet, on recherche tout d'abord à pouvoir communiqué depuis n'importe où, aussi bien en contexte fixe que mobile. On demande également qu'à ce que les données échangées soient aussi bien de la voix, de la vidéo, des images, que des messages instantané sont bien même des données informatiques. Enfin il est demandé que les débits des communications soient de plus en plus élevés tout en garantissant un temps de traitement transparent pour l'utilisateur. Face à de telles exigences, les communications numériques constituent une solution désormais incontournable.

Cependant, l'augmentation en débit des communications doit se faire, tout au moins dans le domaine radio, dans des bandes de transmission de plus en plus rares et de plus en plus chères. Une solution parmi d'autres, est de pouvoir augmenter l'efficacité spectrale tout en garantissant une qualité de transmission inchangée.

Depuis quelques dizaines d'années, on observe dans le domaine des télécommunications l'apparition de nouvelles technologies permettant de communiquer de manières différentes. Du transport initial de la voix entre deux usagers, on est arrivé à un partage de données qui peut revêtir de nombreuses formes : messages, textes, photos, vidéos, etc.

Les systèmes de télécommunication mobile doivent permettre des améliorations substantielles et des débits plus élevés devraient être atteints. Pour atteindre ces objectifs, une nouvelle technique de transmission a été mise en évidence. Cette technique consiste en une architecture de transmission à plusieurs antennes à l'émission et à la réception, appelée **MIMO (Multi Input Multi Output)**. Les travaux de recherche ont montré que ces systèmes sont capables d'atteindre une grande efficacité spectrale. La conception et la simulation de tels systèmes nécessitent une connaissance approfondie du canal radio et d'autres systèmes.

Pour répondre à la demande constante de l'augmentation des débits des transmissions numériques, le laboratoire Bell a proposé dans les années 90 un système utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception pour transmettre les messages des utilisateurs. Ces systèmes nommés **MIMO** pour Multiple Input Multiple Output permettent d'augmenter théoriquement le débit proportionnellement au nombre d'antennes émettrices. Par la suite, ces systèmes ont été utilisés non plus pour augmenter le débit mais pour augmenter la fiabilité de la transmission en utilisant des codes introduisant de la redondance. Ces systèmes commencent à faire l'objet de normes **IEEE** et sont peu à peu utilisés dans les technologies actuelles.

Quel que soit le système de communication sans fil envisagé, l'information est dirigée par les antennes et transmise aux travers du canal de propagation qui impose des contraintes fortes associées au phénomène de multi-trajets. Pour prédire les performances des systèmes communicants, la connaissance des propriétés du canal de propagation et des antennes est primordiale. Grâce aux efforts menés depuis les années 60, l'approche simulation est devenue un moyen efficace pour caractériser, de manière déterministe, les antennes et le canal de propagation.

Pour ce dernier cas, la description de l'environnement est essentielle pour la qualité de la modélisation du phénomène de multi-trajets dont tire parti les systèmes de transmission **MIMO**. Par ailleurs, l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception entraîne un phénomène de couplage mutuel qui modifie en apparence les caractéristiques des antennes.

L'étude de l'influence de la description de l'environnement sur les paramètres caractéristiques **MIMO** et l'analyse du couplage entre antennes sont les deux thématiques qui composent ce travail de thèse qui s'inscrit dans la continuité des travaux menés par d'autres étudiants.

L'objectif de ce projet de fin d'étude est d'étudier et d'implémenter un système sans fil utilisant la technique MIMO associée à l'algorithme VBLAST dans un contexte large bande WCDMA afin d'assembler leurs avantages dans un seul système qu'on appellera MIMO-VBLAST-WCDMA.

Outre l'introduction et la conclusion générales, ce mémoire s'articule en quatre chapitres :

Le premier chapitre propose quelques généralités sur le canal Radio-mobile. Il décrit brièvement le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique. Les différents canaux utilisés dans ce travail seront examinés, notamment les canaux à évanouissements qui caractérisent le mieux les communications radio-mobiles. La notion de sélectivité et de diversité sont introduites, qui aboutit logiquement aux systèmes multi-antennaires.

Le deuxième chapitre présente l'importance des techniques d'accès de base utilisées dans le réseau de communication tel que la technique **CDMA** qui est une technique basée sur l'étalement du spectre, ainsi que la technique **WCDMA**, son étalement de spectre et les codes qui lui ont associé. Aussi un petit résumé sur le récepteur multi-trajets fait partie de ce chapitre. La fin du chapitre sera consacrée aux avantages et inconvénients de la technique **WCDMA**.

Les systèmes **MIMO** multi-antennaires font l'objet du troisième chapitre. Les codes spatio-temporels et les multiplexages spatiaux et les algorithmes de détection associés à ses systèmes sont rapidement étudiés, et plusieurs récepteurs, linéaires et non linéaires sont abordés. Ce chapitre donne aussi les principales caractéristiques et limitations des systèmes multi-antennes, avant de proposer les applications envisagées.

Finalement le quatrième et dernier chapitre a pour but d'étudier la chaîne de transmission **WCDMA** ainsi que les performances du système **MIMO** associé à l'algorithme **VBLAST** dans un contexte large bande (**WCDMA**) et d'évaluer le principe de l'association de deux techniques **MIMO** et **WCDMA** et le système **MIMO-WCDMA-VBLAST**. En utilisant une programmation dans l'environnement **MATLAB**, nous allons aussi montrer l'influence du facteur d'étalement, du nombre d'utilisateurs ainsi que celle du nombre d'éléments d'antennes. Par ailleurs, nous exposons les résultats de simulation et nous analysons les performances des architectures proposées.

En conclusion générale, nous ferons un résumé de tous les chapitres présentés.

Chapitre *I*

**GENERALITES SUR LE CANAL
RADIO-MOBILE**

I.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'introduire quelques généralités sur les communications numériques radio-mobiles qui serviront à la bonne compréhension de la suite de ce PFE. Dans un premier temps, après indiquer brièvement le fonctionnement d'une chaîne de transmission, nous allons parler des différents types d'évanouissement. Ensuite, nous ferons un inventaire rapide de notion de sélectivité, et des techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements et les distorsions. Enfin, nous définissons les différents types des canaux de transmission.

I.2. Chaîne de transmission numérique

Une chaîne de transmission numérique [1] a pour mission de transporter une information d'une source à un ou plusieurs destinataires avec le plus de fiabilité et le plus rapidement possible en minimisant le nombre d'erreurs et de pertes. Cette information est transmise via un support physique qui peut-être filaire, terrestre ou satellitaire.

L'information numérique qui est transmise est, soit d'origine numérique comme dans les réseaux informatiques, soit d'origine analogique comme la parole, le son, etc., et convertie ensuite en un signal numérique. La conversion d'un signal analogique en un signal numérique est réalisée par un CAN. La figure I.1 représente le synoptique d'une chaîne de transmission numérique standard.

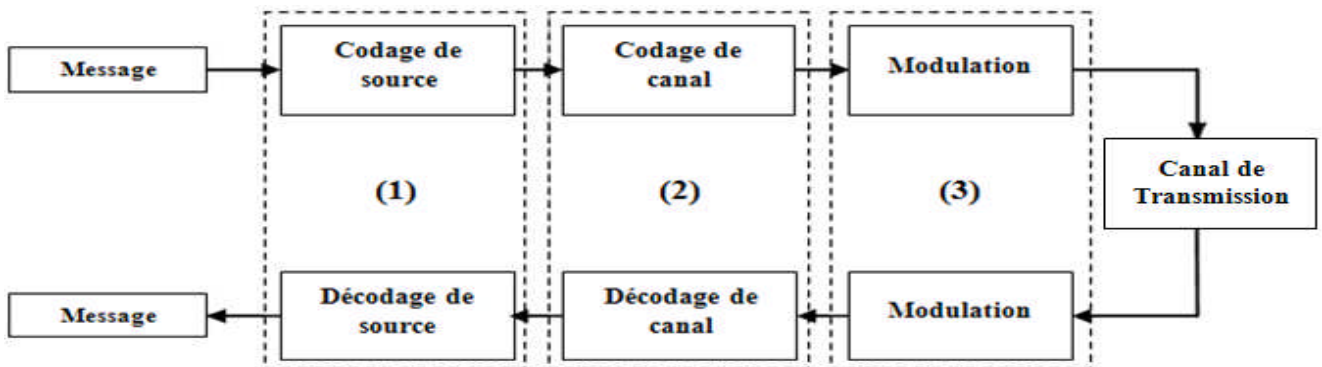


Figure I.1 : Chaîne de transmission numérique

- **La première étape (1) :** Nommée codage de source, consiste à augmenter l'efficacité de la transmission et à optimiser l'utilisation des ressources du système en compressant les données.
- **L'étape suivante (2) :** Appelée codage de canal, permet de lutter contre les erreurs introduites lors de la transmission du signal en ajoutant de la redondance au message.
- **La dernière étape (3) :** Un signal numérique n'existant pas d'un point de vue physique, il faut le transformer en un signal physique afin de pouvoir le transmettre, c'est le rôle du modulateur. Ce signal physique pourra ensuite être transmis via un canal de propagation. À la réception de ce signal, le récepteur effectue les opérations inverses afin d'obtenir le message source.

I.3. Évanouissements et trajets multiples

I.3.1 Qu'est donc un évanouissement ?

L'évanouissement [2] que connaît une communication sans-fil est en fait une atténuation de la puissance du signal perceptible dû à diverses causes selon le type d'évanouissement rencontré. On peut les regrouper en trois catégories : la perte de puissance en chemin, l'ombrage, et l'évanouissement. Cet évanouissement décrit en fait les fluctuations rapides de l'amplitude du signal reçu sur une courte période de temps. Ce phénomène est causé par l'interférence d'au moins deux versions du signal transmis qui arrivent au récepteur avec un léger décalage temporel. La performance du système peut donc être très dégradée par l'évanouissement, mais heureusement, plusieurs techniques peuvent aider à la contrer, partiellement du moins.

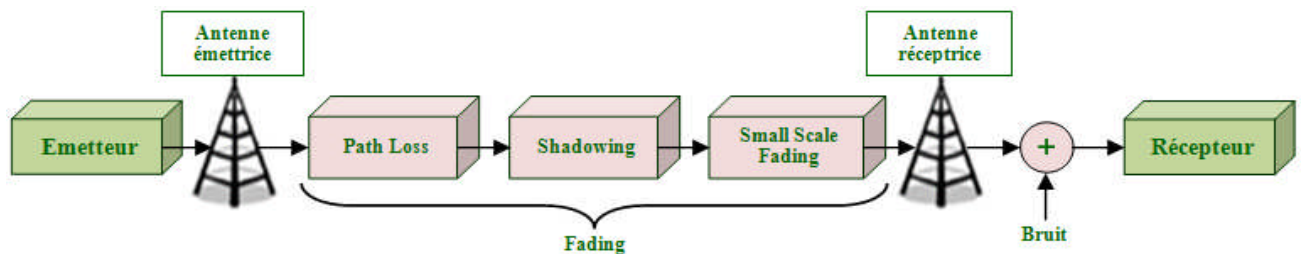


Figure I.2 : Évanouissement dans un canal de transmission numérique

I.3.2. Types d'évanouissement

On distingue 3 phénomènes d'évanouissement qui sont représentés sur la figure I.3 :

- Atténuation moyenne en fonction de distance (**Path Loss**).
- Évanouissement à grande échelle (Effet de masque/**Fading long terme**).
- Évanouissement à petite échelle (**Trajets multiples/Fading court terme**).

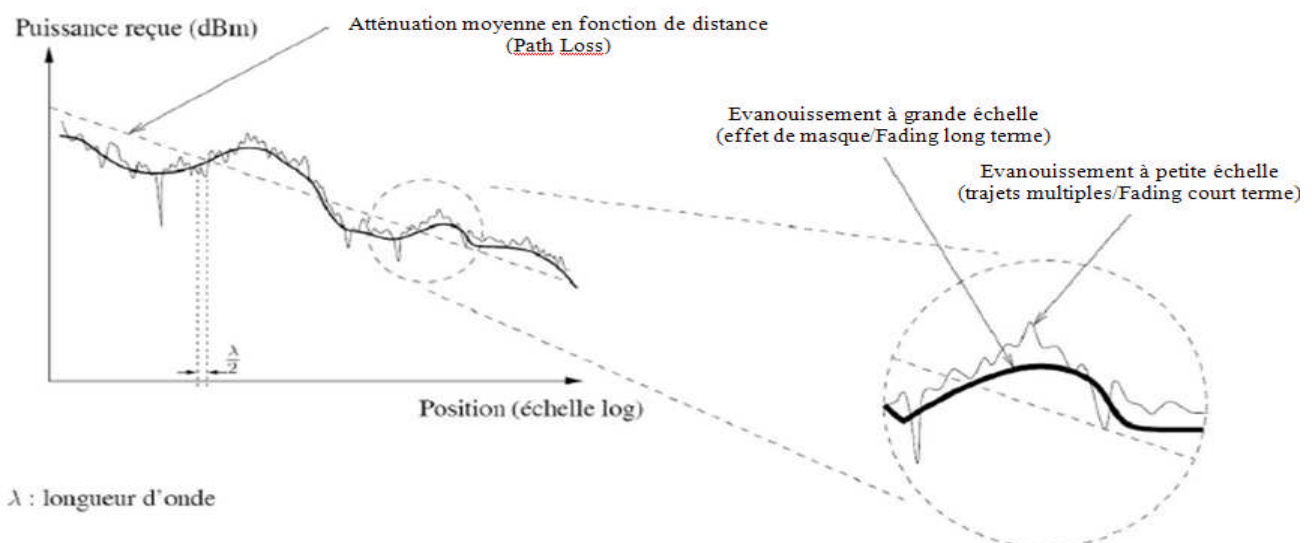


Figure I.3 : Phénomènes d'évanouissement dans un canal de transmission numérique

En général les évanouissements sont subdivisés en deux grandes catégories [3] [4] qui elles aussi se subdivisent en d'autres types. Nous avons :

I.3.2.1. Les évanouissements à grande échelle (LSF)

Les évanouissements à grande échelle représentent les atténuations de la puissance moyenne du signal résultant du mouvement sur des grandes espaces. Ce type d'évanouissement sera nuancé par les contours proéminents et les éléments du relief en l'occurrence des montagnes, des pâtes de maisons etc [5]. La figure I.3 montre l'effet à grande échelle de l'atténuation du signal dans un environnement de propagation radio mobile qui inclut la perte du trajet et l'effet de masque (Shadowing).

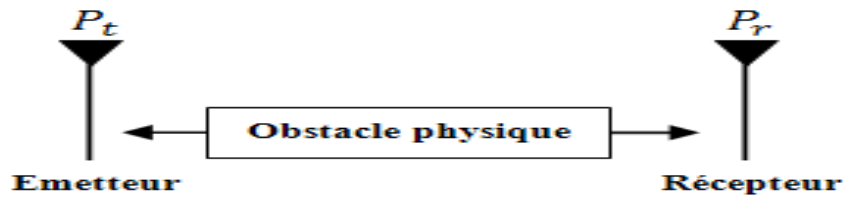


Figure I.4 : Effet à grande échelle et perte de trajet

I.3.2.1.1. Perte du trajet (PL)

La perte moyenne du trajet due aux effets à large échelle (à la séparation physique) entre un émetteur et un récepteur peut être exprimée en fonction de la distance, en utilisant l'exposant n de la perte de trajet:

$$PL(d) = \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \Rightarrow PL(dB) = \overline{PL}(d_0) + 10 n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad I.1$$

I.3.2.1.2. Effet de masque (Shadowing)

L'effet de masque est la variation de la puissance reçue qui résulte de l'atténuation du signal dû à des obstacles localisés entre l'émetteur et le récepteur. C'est un effet qui est lié à la topologie générale du terrain (collines, reliefs, obstacles). Il est représenté par une variable aléatoire qui suit généralement une distribution log-normale. Ce phénomène se produit sur un nombre élevé de points de mesure ayant la même distance séparant l'émetteur du récepteur. Les mesures ont démontré que pour n'importe quelle valeur d , la perte du trajet est une variable aléatoire avec une distribution log-normale:

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

En pratique, les valeurs de n et σ sont déterminées par des données de mesures en utilisant le principe de la ligne de régression, de façon à minimiser l'erreur entre la valeur estimée et la valeur mesurée.

I.3.2.2. Les évanouissements à petite échelle (SSF) :

Les évanouissements à petite échelle sont causés par la variation de l'amplitude et de la phase suite à des légers changements (de l'ordre de la demi-longueur d'onde) dans le positionnement des entités communicantes. Ils se manifestent principalement par une dispersion ou étalement du signal dans le temps et la variation du comportement du canal dans le temps. Ces évanouissements peuvent appartenir suivant les manifestations et les causes spécifique à l'une des sous classes suivantes :

- Évanouissement uniforme (plat **Flat Fading** ou non-sélectif)
- Évanouissement rapide « **Fast Fading** »
- Évanouissement lent « **Slow Fading** »
- Évanouissement de Rayleigh

I.3.3. Les trajets multiples

Le canal de propagation radioélectrique entre une station fixe et une station mobile est caractérisé par l'existence de trajets multiples. Dans ce cas les trajets multiples permettent aux ondes radio de franchir en quelque sorte ces obstacles (montagnes, bâtiments, tunnels, ...) et donc assurent une certaine continuité de la couverture radio. Par ailleurs ces trajets multiples bien que causant indirectement les évanouissements, peuvent être très utiles pour le cas des **MIMO** qui les exploitent pour une bonne performance en matière de capacité [6]. On le représente mathématiquement par :

$$c(t) = \sum_{i=0}^{L-1} c_i(t) \delta(t - \tau_i) \quad \text{I.3}$$

Les variances des gains de chaque trajet ainsi que les retards sont généralement déterminés par des mesures de propagation.

Dans n'importe quel canal de propagation, le signal suit des multiples trajets pour atteindre sa destination dépendant des types d'obstacles (bâtiment, relief, végétation,...). Ces signaux subissent des phénomènes de réflexion, réfraction, diffraction, diffusion [7].

I.3.3.1. Réflexion (surfaces lisses) /Réfraction (milieux translucides)

La réflexion survient lorsqu'une onde électromagnétique frappe une surface lisse de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde λ telle que les murs, les bâtiments, le sol, nous avons donc un phénomène de réflexion.

I.3.3.2. Diffraction (angles, pointes)

La diffraction intervient lorsque le chemin de transmission entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par un corps dense de dimension comparable avec la longueur d'onde ou par une surface possédant des irrégularités pointues. Le phénomène de diffraction engendre une formation d'ondes secondaires derrière l'obstacle ("Shadowing").

I.3.3.3. Diffusion ("scattering")

La diffusion intervient lorsqu'une onde radio rencontre de grandes surfaces rugueuses ou de petits objets (de dimensions plus petites ou de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde). Elle peut également être produite par d'autres irrégularités dans le canal. Le mécanisme de diffusion crée un étalement d'énergie dans toutes les directions.

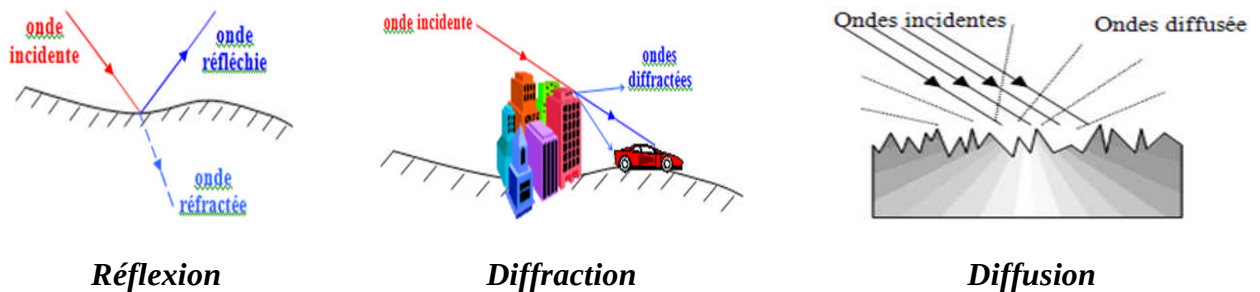


Figure I.5 : Principe de chaque mécanisme de propagation

I.4. Etalement temporel (DS: Delay Spread)

L'étalement temporel appelé encore dispersion des retards **DS**, noté T_m et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser le canal par une seule variable qui est la dispersion temporelle du canal.

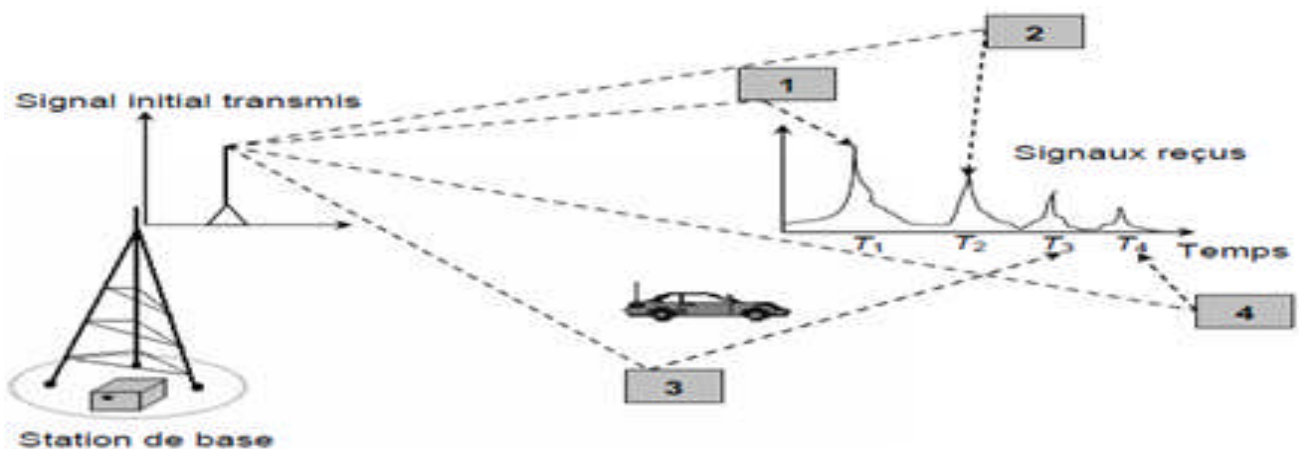


Figure I.6: Etalement temporel

$$\text{Delay Spread } (T_m) = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{c}$$

I.4.1. La bande de cohérence

La bande de cohérence du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquence sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, fortement corrélées, subissent des atténuations semblables [8]. 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 : $B_c \simeq \frac{1}{T_m}$, notons $B_s = \frac{1}{T_s}$ la largeur de bande du signal transmis[9].

I.5. Etalement fréquentiel (ED : Effet Doppler)

La variation du canal de propagation est liée aux mouvements des différents éléments du milieu de propagation : mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Les variations du canal sont proportionnelles à la vitesse de déplacement de l'objet avec lequel l'onde interagit ainsi qu'à la fréquence porteuse et la direction de déplacement [10]. Ce phénomène s'appelle l'effet Doppler.

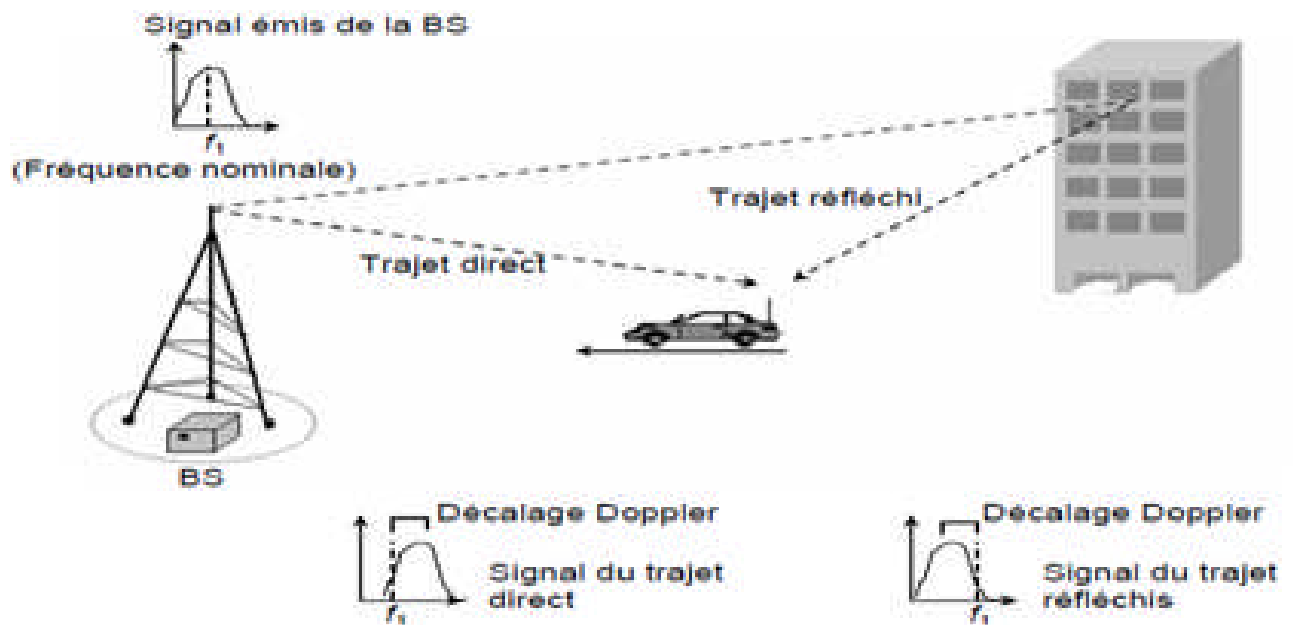


Figure I.7 : Effet doppler

On peut considérer l'effet Doppler comme le pendant fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel B_m correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérents aux multiples trajets. On représente par T_c le temps de cohérence du canal, durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement, T_c est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel : $T_c \approx \frac{1}{B_m}$. On note T_s la période symbole [11].

I.5.1. Le temps de cohérence

La réponse impulsionnelle du canal peut varier en fonction du temps. En effet, dans un canal radio, les mouvements des obstacles, de l'émetteur et/ou du récepteur sont à l'origine de cette variation on parle donc de canal sélectif en temps. Dans le cas où le canal varie, la fréquence du signal émis n'est pas la même que celle du signal reçu. Cette différence de fréquence appelée fréquence Doppler f_d , dépend de la vitesse v du mobile, de la fréquence porteuse f_p , et de l'angle entre le faisceau reçu et l'axe de déplacement du récepteur.

$$f_d = f_p \cdot \frac{v}{c} \cdot \cos \theta \quad \text{I.4}$$

Le temps de cohérence T_c est l'intervalle temporel durant lequel les paramètres du canal ($|h_l|$, α_l et τ_l) restent invariants. Plusieurs définitions du temps de cohérence en fonction de la fréquence Doppler existent selon l'ordre de sélectivité du canal, une des définitions utiles est :

$$T_c \simeq \frac{1}{f_d} \quad \text{ou} \quad T_c \simeq \frac{1}{2f_{d_{\max}}}.$$

I.6. Diversité et Sélectivité

Alors que les trajets multiples sont à l'origine d'une sélectivité fréquentielle et d'un étalement des retards, l'effet Doppler provoque une sélectivité temporelle et un étalement fréquentiel. Pour assurer une qualité de transmission suffisante, les systèmes doivent être résistants aux trajets multiples mais aussi peut sensibles à l'effet Doppler. Les conséquences de ces deux phénomènes sur la qualité de transmission vont dépendre des propriétés des sélectivités et de diversités du canal.

I.6.1. Notion de la sélectivité

La notion de la sélectivité du canal est relative et elle dépend de la largeur de bande du signal et de l'étalement du délai du canal. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation [12].

Cependant en comparant le retard de propagation global des trajets multiples vu par le récepteur du signal émis avec la période symbole. Nous pouvons classer les canaux en quatre types.

- Canal sélectif en fréquence
- Canal non sélectif en fréquence(en anglais, flat fading Channel)
- Canal sélectif en temps
- Canal non sélectif en temps

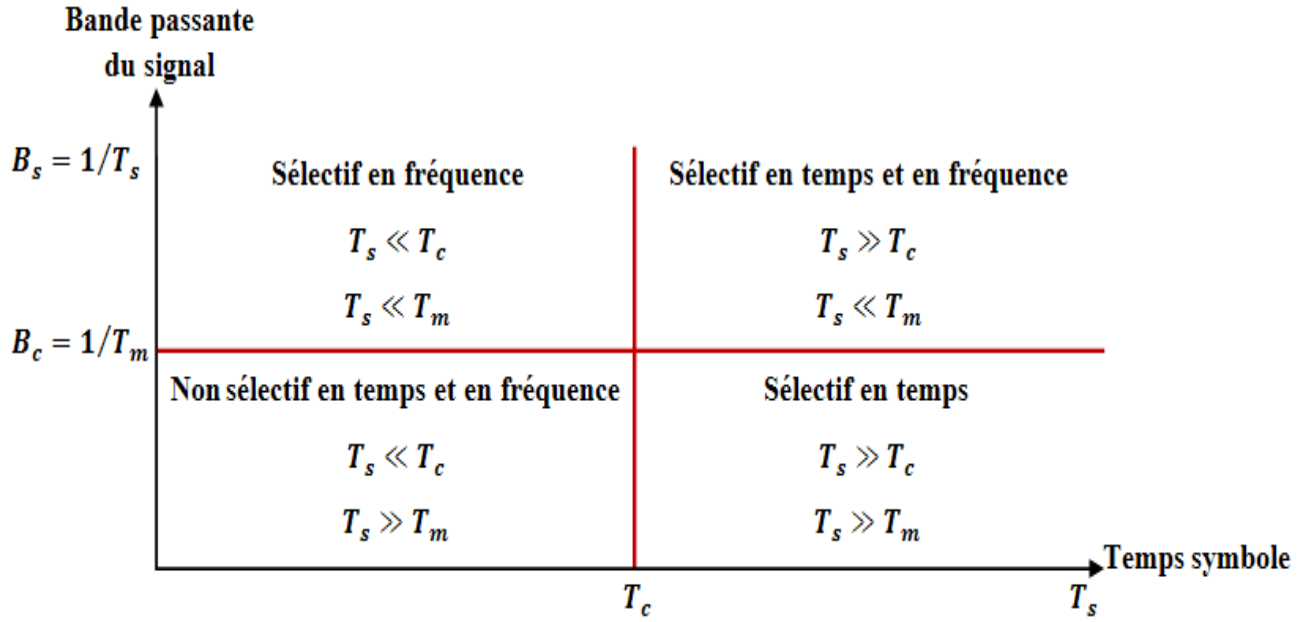


Figure 1.8 : Différentes sélectivités du canal

I.6.1.1. Canal sélectif en fréquence

On désigne par canal sélectif en fréquences [2] 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 de canal sélectif en fréquence[13] à évanouissement lent (**FSSF**) quand le signal transmis $x(t)$ occupe une bande de fréquence plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation $B_s \gg B_c$, dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal change d'une manière significative dans les limites de la bande du signal transmis et les différentes composantes fréquentielles de $x(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes et le récepteur distingue plusieurs trajets multiples [14]. L'étalement des retards étant supérieurs à la durée d'un symbole $T_m \gg T_s$, il se produit alors des interférences inter-symboles (**ISI**). Une sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit.

$$T_m \gg T_s \Leftrightarrow B_s \gg B_c \quad \text{I.5}$$

Remarque :

- $T_m \ll T_c \Leftrightarrow B_s \gg B_c$: Canal sélectif en fréquence à évanouissement lent (**FSSF**: Frequency Selective Slow Fading).
- $T_m \gg T_c \Leftrightarrow B_s \gg B_c$: Canal sélectif en fréquence à évanouissement rapide (**FSFF**: Frequency Selective Fast Fading).

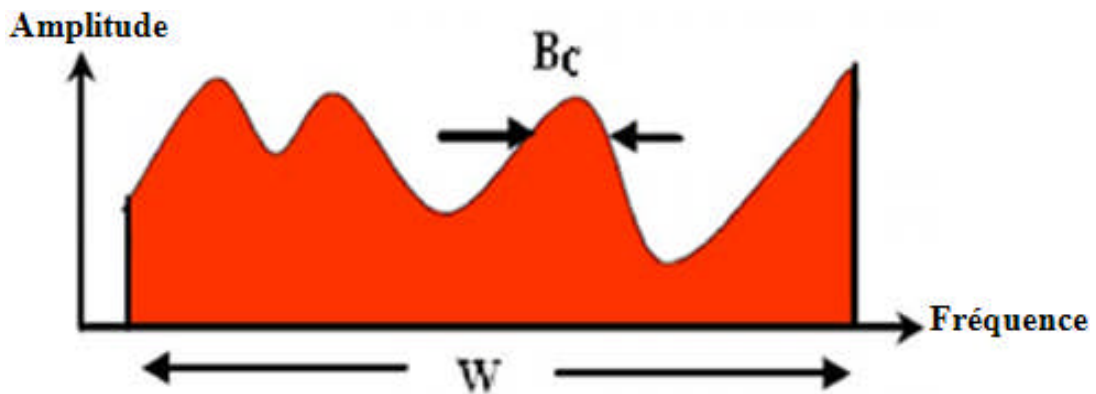


Figure I.9 : Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence

I.6.1.2. Canal non sélectif en fréquence

Cette fois-ci, si la bande du signal est très petite par rapport à la bande cohérente ($B_s \ll B_c$), alors les fréquences du spectre du signal subissent la même atténuation ou amplification. Dans ce cas, les évanouissements fréquentiels fortement corrélés sont dits évanouissements plat (flat fading) et le canal est alors non-sélectif en fréquence.

D'une autre manière, nous pouvons aussi parler du cas où le retard de propagation des trajets multiples est inférieur à la période symbole ($T_s \gg T_c$). Dans ce cas le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation et ainsi le canal est dit aussi non-sélectif en fréquence, c'est-à-dire que toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal.

$$T_s \gg T_c \Leftrightarrow B_s \ll B_c \quad \text{I.6}$$

Remarque :

- $T_m \ll T_c \Leftrightarrow B_s \ll B_c$: Canal non sélectif en fréquence à évanouissement lent (FSF : Flat Slow Fading).
- $T_m \gg T_c \Leftrightarrow B_s \ll B_c$: Canal non sélectif en fréquence à évanouissement rapide (FFF: Flat Fast Fading).

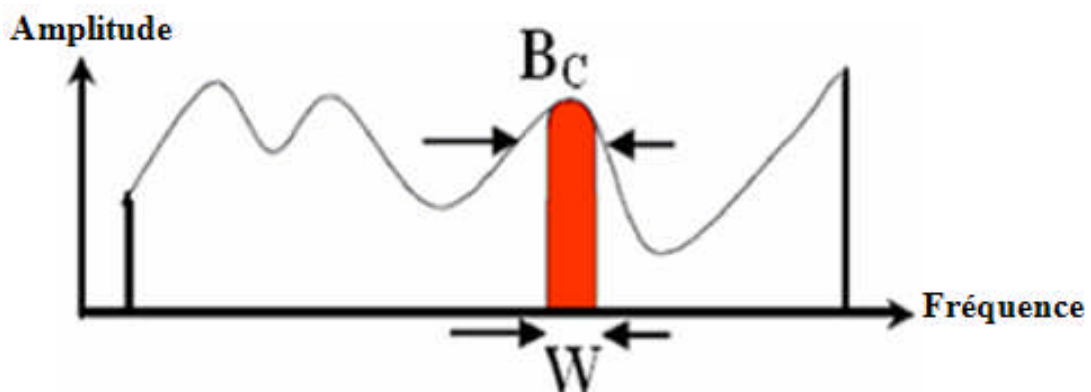


Figure I.10 : Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence

I.6.1.3. 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.

Le canal sélectif en temps est dit à « évanouissement rapide (Fast Fading)» si la durée de transmission d'un symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du signal ($T_s \gg T_c$), ou la bande occupée par le signal est largement inférieure à la bande doppler ($B_s \ll B_m$). Par conséquent, les caractéristiques du canal varient pendant la durée de transmission.

Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole [15].

$$T_s \gg T_c \Leftrightarrow B_s \ll B_m \quad \text{I.7}$$

I.6.1.4. Canal non sélectif en temps

Le canal non sélectif en temps est dit à « évanouissement lents (Slow Fading)» lorsque la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du signal ($T_s \ll T_c$), ou la bande occupée par le signal est supérieure à l'étalement Doppler ($B_s \gg B_m$). Par conséquent, les caractéristiques du canal ne varient pas pendant la durée de transmission. Dans ce cas la réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.

$$T_s \ll T_c \Leftrightarrow B_s \gg B_m \quad \text{I.8}$$

I.6.1.5. Canal sélectif en temps et en fréquence

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

I.6.1.6. Canal non sélectif en temps et en fréquence

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 est très petite par rapport à la bande cohérente ($B_s \ll B_c$). Autrement dit, le temps symbole 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.

I.6.2. Notion de Diversité

I.6.2.1. Principe de diversité

La diversité [16] [17] est une technique utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les Multi-trajets. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la capacité ou la fiabilité de la liaison et la couverture des systèmes radio.

I.6.2.2. Types de diversité

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

À partir de la bande de cohérence et du temps de cohérence du canal, il est aussi possible d'estimer l'ordre de diversité du système. Il existe de nombreuses techniques de diversité. Parmi celles-ci, on distingue deux grandes familles de diversité exploitées en communications numériques : la diversité avec répétition du signal et la diversité sans répétition du signal. Ces techniques pourront être utilisées simultanément aux travers des différents procédés de combinaison.

I.6.2.2.1. Diversité avec répétition du signal

I.6.2.2.1.1. Diversité temporelle

La diversité temporelle est utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps. Cette diversité consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels, séparés d'au moins le temps de cohérence du canal afin d'assurer une décorrélation des signaux.

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

L'implémentation de la diversité temporelle n'est pas très populaire, actuellement utilisée seulement dans les systèmes de pagination. Leur principal avantage est qu'aucun matériel additionnel n'est nécessaire et le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit correspondante.

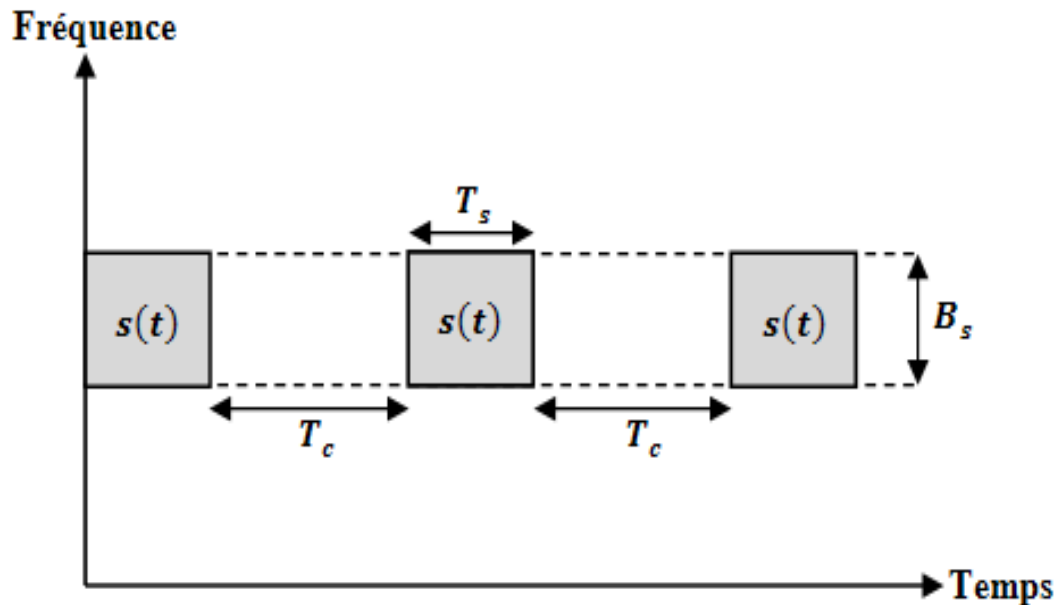


Figure I.11 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels.

I.6.2.2.1.2. Diversité fréquentielle

Diversité fréquentielle est efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence. Cette diversité revient à émettre le même signal [18] (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c .

Ce type de diversité peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi porteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur[14] [19], étalement de spectre par séquence directe [20] ou par saut de fréquence [21].

Les systèmes de communications basés sur ces techniques sont plus robustes contre les évanouissements sélectifs en fréquence et les interférences de transmission. Dans la plupart des implémentations ; le signal n'est pas simultanément transmis sur plusieurs fréquences porteuses mais seulement sur celle qui aura comme conséquence la bonne transmission.

Cette forme de diversité est employée dans les systèmes de communications modernes multi-porteuses, comme le **GSM**.

Le principal désavantage de ce procédé est le même que celui de la diversité temporelle; c'est la perte de l'efficacité spectrale qui est liée au débit de transmission

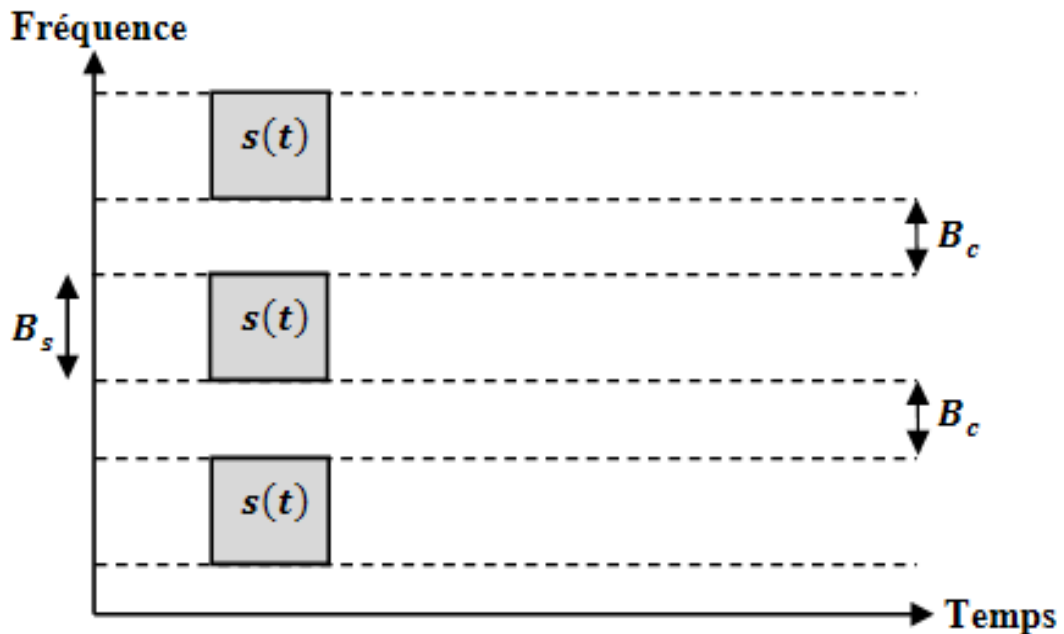


Figure I.12 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels.

I.6.2.2.2. Diversité sans répétition du signal

Il existe en général trois grandes catégories de diversité sans répétition du signal: la diversité d'espace (spatiale), la diversité de polarisation et la diversité de diagramme :

I.6.2.2.2.1. Diversité spatiale

Contrairement à la diversité temporelle et de fréquence, la diversité spatiale ne réduit pas le débit de transmission mais elle requiert plus de complexité et d'espace. Connue aussi sous le nom de diversité d'antennes ou diversité matricielle est l'une des techniques les plus anciennes. Elle est facile d'implémentation et ne requière pas de ressources fréquentielles supplémentaires.

L'objectif est d'avoir plusieurs antennes émettrices et/ou réceptrices séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence (une distance suffisante $d > \lambda/2$) afin que les différents évanouissements soient indépendants. Cette dernière est de l'ordre de $0,4\lambda$ à $0,6\lambda$ pour le récepteur et jusqu'à 10λ pour une station de base.

La diversité en émission conduit aux systèmes **MISO**, celle en réception aux systèmes **SIMO**, lorsque les deux sont combinées on a alors affaire à un système **MIMO**.

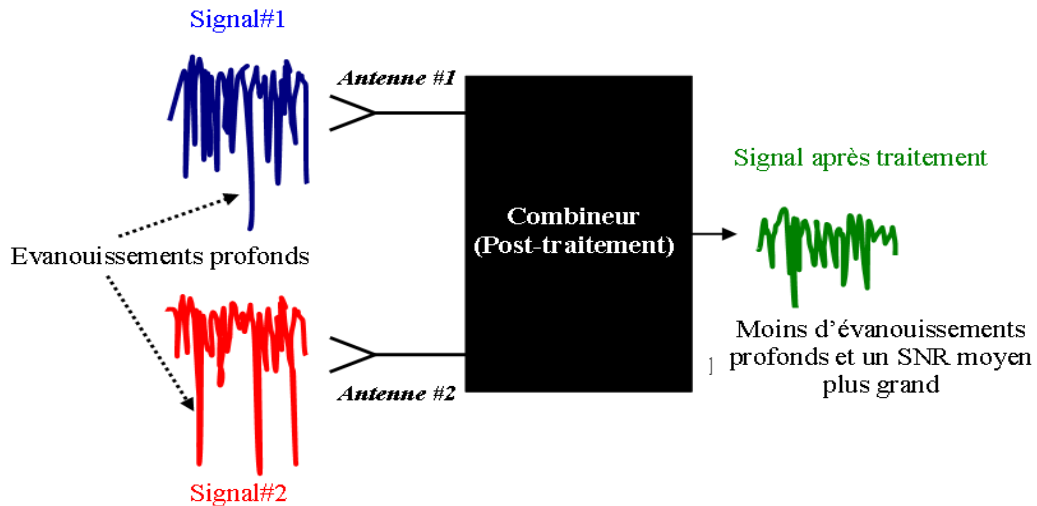


Figure I.13 : Schéma synoptique d'une structure de base de diversité d'antennes

I.6.2.2.2. Diversité de polarisation

Le troisième type de combinaison de diversité qui peut être employé pour augmenter les performances d'un système **WLAN** est la polarisation. On parle de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes.

Cette implémentation est relativement simple pour mettre en application, contrairement à la diversité spatiale, en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales [5] [22] [23]. L'avantage se trouve dans le fait qu'il n'est pas nécessaire d'espacer les deux antennes pour avoir deux canaux à évanouissement indépendant [24]. Leur inconvénient est le volume accru pour contenir les antennes. Ce type de diversité est très pratique dans le cas d'antennes de petites tailles et est très faible.

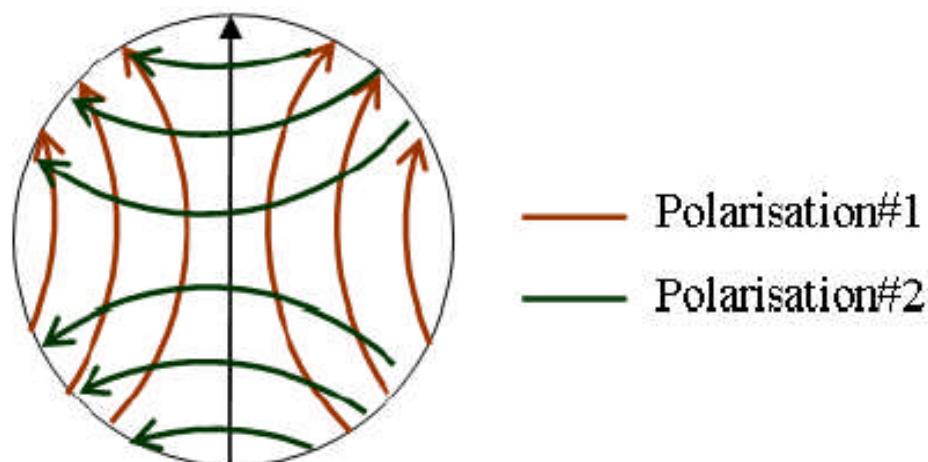


Figure I.14 : Illustration de deux polarisations différentes pour des applications de diversité de polarisation.

I.7. Canaux de transmission

I.7.1. Définition du canal

La notion de canal de transmission, dépendante de l'application et de la spécialité étudiées, s'étend sur une partie variable de la chaîne de communication. Dans le domaine des réseaux sans fil, le canal de propagation radioélectrique, caractérisant la propagation de l'onde électromagnétique entre différents points de l'espace, occupe une place particulière puisqu'il constitue l'élément irréductible commun à tous les autres canaux. Son étude apparaît donc comme un préliminaire incontournable.

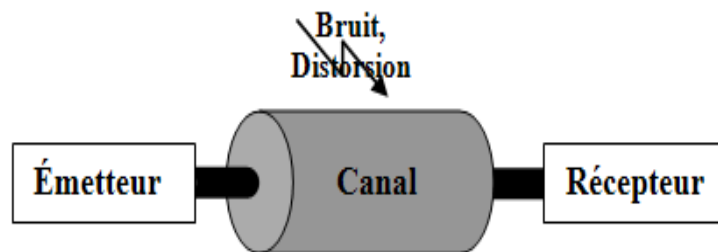


Figure I.15 : Modèle d'un canal de transmission.

Les systèmes de communication sans fil sont limités en performances et en capacité à cause de deux facteurs liés au canal de transmission: « Bruit additif » et «évanouissement et trajets multiples ».

I.7.2. Types et modèles de canaux

Il existe une multitude de modèles des canaux de propagations. Dans cette étude nous nous intéressons aux types de canaux suivants [12] :

I.7.2.1. Canal avec bruit blanc gaussien additif (canal gaussien)

Le canal à **BBAG** ou **AWGN** est le modèle le plus simple des modèles et le plus fréquemment utilisé pour caractériser un canal de transmission. Ce modèle est décrit par l'équation :

$$y(t) = x(t) + \eta(t) \quad \text{I.9}$$

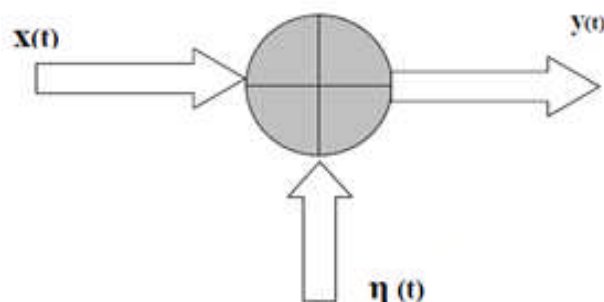


Figure I.16: Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien

Il modélise uniquement le bruit thermique du récepteur comme une variable aléatoire (V.A) gaussienne de densité de probabilité $p_x(x)$ et s'ajoute au signal utile. Cette fonction de densité de probabilité gaussienne définit comme suit :

$$p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-u)^2/2\sigma^2} \quad \text{I. 10}$$

Le bruit est dit blanc car il perturbe de façon identique tout le spectre avec une densité spectrale de puissance, mono-latérale constante N_0 (W/Hz). Le bruit est alors entièrement défini statistiquement par sa moyenne u nulle et sa variance.

I.7.2.2. Canal avec évanouissement

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. 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.

Une version d'un modèle de canal ayant seulement l'évanouissement qui affecte le signal est aussi possible. Ce modèle est décrit par l'équation :

$$y(t) = h(t; td) * x(t) \quad \text{I. 11}$$

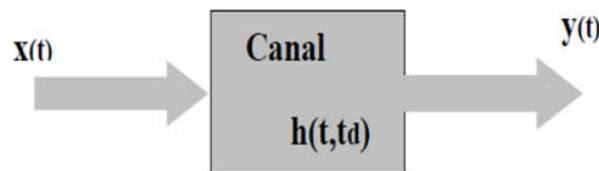


Figure I.17: Modèle d'un canal avec évanouissement

I.7.2.3. Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien aditif (canal de Rayleigh)

C'est un canal qui modélise à la fois un évanouissement et un bruit blanc gaussien aditif **BBGA**, pour lequel le module H suit une loi de Rayleigh et où chaque échantillon du canal est indépendant et identiquement distribué. Ce canal théorique peut également modéliser un canal sélectif en fréquence (et éventuellement en temps).

Ce modèle de Rayleigh est utilisé dans la simulation de systèmes de type indoor car il tient compte des trajets multiples et permet donc de modéliser les phénomènes à petite échelle. Pour ce faire, on construit la variable aléatoire complexe représentant le coefficient complexe du canal $h = X + j.Y$. Il est décrit par l'équation :

$$y(t) = h(t; td) * x(t) + \eta(t) \quad \text{I.12}$$

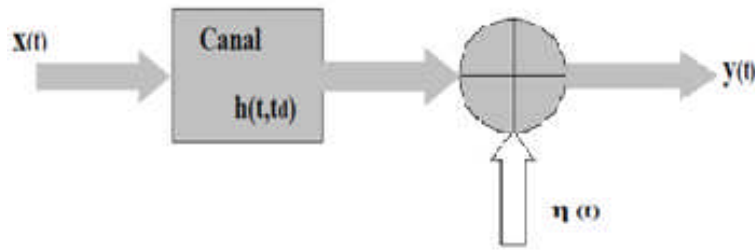


Figure I.18: Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif gaussien

C'est la distribution que l'on utilise pour modéliser les évanouissements dus aux multi-trajets incohérents lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. C'est l'un des canaux de propagation les plus difficiles, mais assez courant en milieux urbains denses. La densité de probabilité de α est une loi de Rayleigh:

$$p_B(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[\frac{-\beta^2}{2\sigma^2}\right] \quad , \quad \forall \beta \geq 0 \quad \text{I.13}$$

I.7.2.4. Canal de Rice

Ce modèle est souvent utilisé pour caractériser un environnement de propagation comprenant une composante spéculaire forte due à une vue directe entre l'émetteur et le récepteur, et une multitude de trajets incohérents dus aux diffuseurs de l'environnement. La densité de probabilité de l'amplitude du coefficient complexe du canal suit une loi de Rice:

$$P_\alpha(\alpha) = \frac{2(1+K)e^{-K}\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+K)\alpha^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\alpha\sqrt{\frac{K(1+K)}{\Omega}}\right) \quad , \quad \alpha \geq 0 \quad \text{I.14}$$

Notons que lorsque $K = 0$ la distribution de Rice devient une distribution de Rayleigh, et traduit l'évanouissement de la composante spéculaire. À l'inverse, si K tend vers l'infini, le canal devient sans évanouissement et la transmission se fait juste sur un bruit additif blanc gaussien.

I.8. Conclusion

Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elles soient temporelles, spatiales ou encore fréquentielles, et un paragraphe leur a donc été consacré. Après avoir rappelé ces généralités utiles à la compréhension de l'ensemble du travail, nous allons maintenant aborder dans le deuxième chapitre, qui est l'étude de la technique **WCDMA** et le principe de l'étalement de spectre.

Chapitre *II*

LA TECHNIQUE

WCDMA

II.1. Introduction

Le but des télécommunications est d'augmenter le débit et d'assurer la qualité de transmission, pour cela la recherche sur ce domaine s'évolue de plus en plus. Cette recherche a permis de trouver plusieurs méthodes, et parmi ces méthodes on trouve le **CDMA** et le **WCDMA**. **CDMA** est une technologie à étalement de spectre **SST**.

Tous les utilisateurs ont accès simultanément à la totalité de la bande et ils sont distingués à la réception grâce à des codes associés à chacun d'entre eux. Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de manière synchrone ou asynchrone.

Le **WCDMA** est un système d'accès multiple par répartition de code utilisant une modulation par séquence directe (**DS-WCDMA**). Cela signifie que les bits correspondants aux données utilisateurs sont étalés, en les multipliant par une séquence pseudo-aléatoire de bits (appelé chips) provenant des codes **CDMA**, sur une large bande passante. Afin de pouvoir supporter des débits très élevés, le **WCDMA** utilise des transmissions à facteur d'étalement variable et à multiples codes.

Ce chapitre a pour but de préciser l'importance des différentes techniques d'accès de base utilisées dans le réseau de communication et de décrire les principes des techniques **CDMA** et **WCDMA**.

II.2. Technique d'accès multiple (CDMA)

La technique d'accès multiple la plus récente, par l'utilisation de séquences de code (**CDMA**), elle est basée sur la répartition des codes. En effet, chaque utilisateur est différencié du reste utilisateurs par un code qui lui a été alloué au début de sa communication et qui est orthogonal au reste des codes liés aux autres utilisateurs. Dans ce cas, pour écouter l'utilisateur, le récepteur n'a plus qu'à multiplier le signal reçu par le code associé à cet utilisateur.

Cette solution permet d'établir simultanément plusieurs liaisons dans le même intervalle de temps et dans la même bande de fréquences. Ainsi, plusieurs usagers souhaitant établir une communication, peuvent avoir accès aux mêmes ressources grâce à l'attribution d'un code d'étalement à chacun d'entre eux.

Théoriquement, l'orthogonalité des signatures assure une séparation rigoureuse des canaux. Cependant, le niveau d'inter corrélation entre ces signatures est faible en pratique et le niveau d'interférence s'en trouve minimisé.

Plusieurs évolutions de **CDMA** sont proposées pour les réseaux mobiles de troisième génération (**3G**).

En effet, l'UIT a reconnu trois normes pour la 3G : **WCDMA** en Europe; **SD-SCDMA** en Chine; **CDMA2000** en Amérique du nord. Toutes ces évolutions se basent sur **CDMA** pour augmenter la bande passante et pour améliorer la gestion de **QoS**.

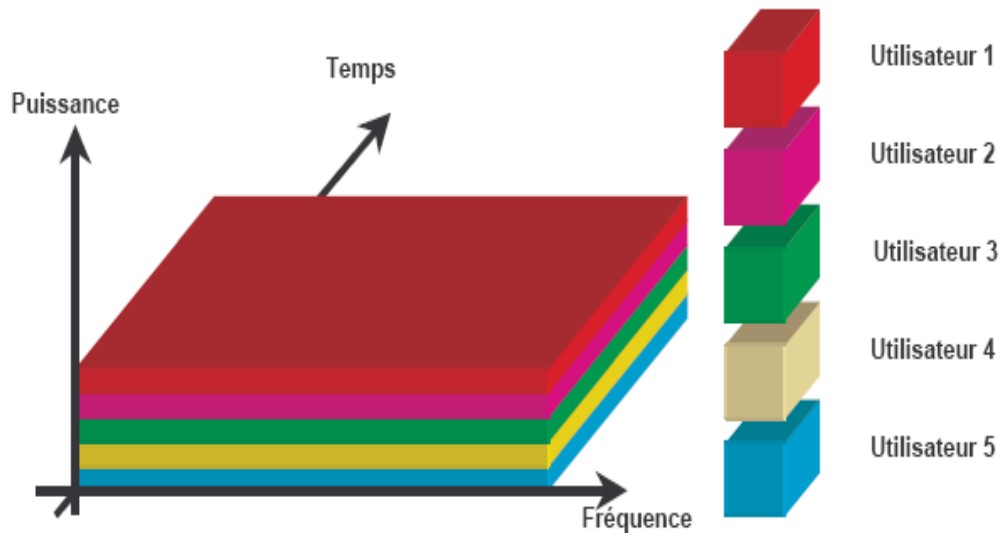


Figure II.1 : Principe du CDMA

II.2.1. Technique d'étalement de spectre dans CDMA

Le principe de l'étalement consiste à « étaler » l'information sur une bande de fréquences beaucoup plus large que la bande nécessaire, dans le but de combattre les signaux interférents et les distorsions liées à la propagation. Le signal est codé au départ, un code est assigné à chacun des usagers afin de permettre le décodage à l'arrivée. L'étalement est assuré par un signal pseudo aléatoire appelé code d'étalement. A la réception le signal est perçu comme du bruit si le récepteur n'a pas le code. Le signal étant émis à un niveau plus faible que celui du bruit, le débit reste faible. L'étalement de spectre est ainsi optimisé pour lutter contre le bruit, dont il limite mieux les effets.

II.2.2. avantages et désavantages de la technique CDMA

II.2.2.1 Avantages

- Immunité par rapport aux brouilleurs.
- Diversité de fréquence.
- Cryptage.
- Souplesse de modification sur les débits transmis.
- Résistance aux dégradations dues aux trajets multiples.

II.2.2.2 Désavantages

- Nécessité d'une égalisation intensive.
- Nécessité d'un contrôle de la puissance d'émission.
- Le « near-far effect », qui nécessite un strict contrôle de puissance des signaux émis par les différents mobiles vers la station de base nécessaire [25].

II.2.3. Propriétés de l'étalement de spectre

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

Il existe deux concepts fondamentaux pour l'étalement de spectre avec accès multiple : la **DS-CDMA** et la **FH-CDMA**.

II.2.3.1. FH-CDMA

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.

L'étalement spectral par saut fréquentiel peut être représenté par l'adressage temps-fréquence. L'utilisateur verra sa fréquence de transmission changer avec une période sur l'ensemble de la bande. Si cette période est suffisamment grande pour transmettre plusieurs symboles on parle de saut fréquentiel lent; si par contre il faut plusieurs périodes pour transmettre un symbole, on parle de saut fréquentiel rapide.

II.2.3.2. DS-CDMA

L'étalement de spectre par séquence directe **DS-CDMA**, en anglais, ou **AMRC**, ou **CDMA** à séquence directe, est la technique d'étalement la plus répandue dans les systèmes de radiocommunication mobile. Par exemple, elle est à la base des systèmes de deuxième génération (comme **CDMA One**) et de troisième génération (comme **WCDMA**, **CDMA2000**).

C'est à ce type de **CDMA** qu'on fait généralement référence quand on parle de **CDMA**, et c'est celui que nous avons étudié aussi bien théoriquement qu'expérimentalement. Ici, on multiplie directement le message à transmettre par un code (séquence pseudo-aléatoire).

L'étalement spectral du signal codé vient de ce que la fréquence du code est largement supérieure à la fréquence d'envoi des données.

II.3. La technique WCDMA

Le **CDMA** à large bande **WCDMA** est une extension du concept de **CDMA** à bande étroite. Le **WCDMA** a été ciblé pour la troisième génération **3G** des systèmes de communication comme l'**UMTS**.

Les différences les plus nettes entre les systèmes de troisième génération et les systèmes de deuxième génération se trouvent dans les protocoles de communication sur l'interface d'accès.

En fait, le **CDMA** a déjà été utilisé comme interface d'accès dans les systèmes de deuxième génération comme IS-95 qui ont été construits principalement pour fournir des services tels que la parole dans les macros cellules. Ce système a été présenté généralement sous le nom de système **CDMA** à bande étroite. L'évolution du **CDMA** vers le **WCDMA** a été faite pour tenir compte des nouvelles exigences introduites par les systèmes de communication **3G**. Ces exigences sont principalement dictées par les nouveaux services haut débit tels que le multimédia, la vidéoconférence, l'internet, etc.

II.3.1. Caractéristiques du WCDMA

Toutes les caractéristiques du **CDMA** s'appliquent également au **WCDMA**. Néanmoins, le **WCDMA** apporte plusieurs améliorations concernant la performance et la flexibilité des services, ainsi que l'exploitation de l'extensibilité.

Le **CDMA** et le **WCDMA** [26] sont des systèmes d'accès multiple par répartition de code utilisant une modulation par séquence directe (**DS-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 **WCDMA** 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 **WCDMA** 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.

Le **WCDMA** 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**. De plus, le **WCDMA** utilise le contrôle de puissance rapide en boucle fermée à la fois dans la voie montante et la voie descendante. De même, le taux de **SIR** dans le **WCDMA** 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 **WCDMA**, 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.

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 **WCDMA** utilise la diversité de transmission **TD**, 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 **WCDMA** supporte aussi d'autres techniques telles que les réseaux d'antennes adaptatives **AAA** et la détection multi-utilisateur.

II.3.2. Flexibilité et extensibilité de services dans le WCDMA

Le **WCDMA** permet d'offrir des débits variables aux utilisateurs. Autrement dit, il est possible de proposer aux utilisateurs de la bande passante « à la demande » **BoD**. À chaque utilisateur est attribuée une trame d'une durée de 10 ms durant laquelle le débit est constant. Cependant, ce débit peut varier d'une trame à l'autre. Cette allocation dynamique de la capacité est contrôlée par le réseau afin d'obtenir un débit optimal pour les services paquets.

En fait, le **WCDMA** propose l'utilisation d'un facteur d'étalement variable **SF** et de transmission Multicode afin d'obtenir la **BoD**. Dans la transmission Multicode, plus d'un canal de données est consacré à un utilisateur. Par exemple, pour arriver au débit maximal de 2.3 Mbps dans la voie descendante, nous utilisons un facteur d'étalement égal à quatre, et trois canaux parallèles de code.

Le **WCDMA** propose également une extensibilité de service. En effet, il est aussi possible de mélanger des services simultanés avec différentes conditions de qualités et différents débits dans un même signal de connexion. Par exemple, les services traditionnels de parole peuvent être accompagnés de services vidéo en temps réel, mais cela nécessite un débit très élevé et une limitation du retard. En réalité, nous avons besoin d'un gestionnaire de ressource radio très efficace pour fournir cette très large variété de débits différents dans la connexion, tout en garantissant la qualité de la transmission.

À vrai dire, l'interface d'accès **WCDMA** a été conçue de telle façon que certaines fonctionnalités avancées de **CDMA**, comme la détection multi-utilisateur et les antennes adaptatives, puissent être déployées par l'opérateur afin d'accroître la capacité et/ou la couverture de son réseau.

II.3.3. Flexibilité d'opérateur dans WCDMA

Dans un système d'accès radio **WCDMA (UTRA/FDD)** utilisant la technologie asynchrone, aucune contrainte de la référence de temps n'est imposée aux stations de base qui peuvent transmettre de façon tout à fait indépendante.

La référence de temps dans les systèmes synchrones est nécessaire parce que toutes les stations de base utilisent les mêmes codes d'étalement, et la séparation entre elles est faite par la compensation des phases du code utilisé [27]. Cette nécessité d'une référence de temps est omise dans le **WCDMA** parce que nous utilisons un code d'embrouillage comme référence pour identifier les utilisateurs. Cela conduit au déploiement de stations de base asynchrones (**WCDMA**), notamment dans des situations où le mobile passe d'un environnement extérieur à un environnement intérieur.

II.3.4. Description générale de la chaîne de transmission de WCDMA

Une partie importante dans le **WCDMA** est la chaîne de transmission des données qui sera réalisée à l'aide des composants analogiques et numériques. En effet, la chaîne de transmission **WCDMA** applique une partie des techniques de traitement du signal spécifiques aux différents types d'informations (différents canaux).

Tout d'abord, le **WCDMA** incorpore l'étalement de spectre en émission et la procédure inverse en réception. Ensuite, cette chaîne de transmission met en place des techniques très souples de multiplexage. En effet, ces techniques permettent de gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication multimédia.

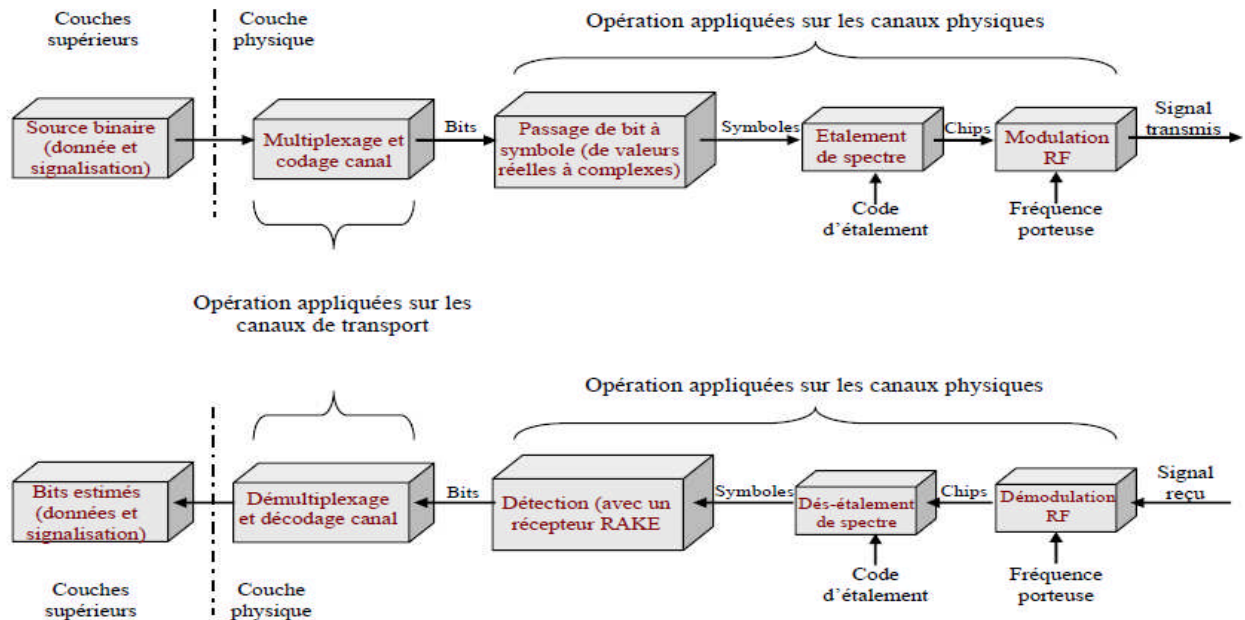


Figure II.2 : Fonctions effectuées par la couche « physique » dans la chaîne de transmission

Dans la figure II.2 nous pouvons voir les différentes opérations de traitement du signal utilisées dans la chaîne de transmission **WCDMA**. 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.3.5. Étalement de spectre dans le WCDMA

Dans cette section nous présentons la partie de l'émetteur **WCDMA** qui nous intéresse, c'est-à-dire l'étalement de spectre. 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 « code canalisation » doit réaliser l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du canal physique.

La deuxième opération est l'embrouillage et est appliquée sur le signal étalé sans affecter sa largeur de bande. Le code utilisé « 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.3.6. 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 **ISI**, et d'autre part, déterminer l'interférence entre les utilisateurs, ou interférence d'accès multiple **MAI** [28].

II.4. Codes 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.

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'inter corrélation 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 [29].

II.4.1. Génération des codes de canalisation

L'une des caractéristiques fondamentales des systèmes **3G** est la possibilité d'offrir des services multimédias dans lesquels plusieurs flots d'information peuvent être transmis en parallèle, chacun correspondant à un service dont le débit binaire peut être différent. Notons que le débit symbole R_s satisfait à R_c / SF , où R_c est le débit *chip* qui est constant et égal à 3.84 Mcps et **SF** est le facteur d'étalement.

Dans ce contexte, il est nécessaire de générer des codes de canalisation avec un **SF** variable tout en préservant leur orthogonalité (deux codes sont orthogonaux si leur fonction d'inter corrélation satisfait $R_{c_i c_j}(\mathbf{0}) = \mathbf{0}$). Les codes ainsi générés sont appelés codes **OVSF** [30].

Considérons la matrice C_N de taille $N \times N$ et composée de N codes de canalisation de longueur N Chips où $N = 2^k$ (K est un entier positif). Soit $C_{N,i}$ le vecteur correspondant à la ligne i de cette matrice. Suivant cette notation, C_N est générée à partir de la matrice $C_{N/2}$ d'après :

$$C_N = \begin{bmatrix} C_{N,0} \\ C_{N,1} \\ \vdots \\ C_{N,N-2} \\ C_{N,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{N/2,0} & C_{N/2,0} \\ C_{N/2,0} & -C_{N/2,0} \\ \vdots & \vdots \\ C_{N/2,(N/2)-1} & C_{N/2,(N/2)-1} \\ C_{N/2,(N/2)-1} & -C_{N/2,(N/2)-1} \end{bmatrix} \quad \text{II.1}$$

Avec $C_{N,0} = 1$. Il s'ensuit que les codes de canalisation de longueur variable peuvent être obtenus à partir d'une structure en arbre, comme le montre la figure II.3 suivante :

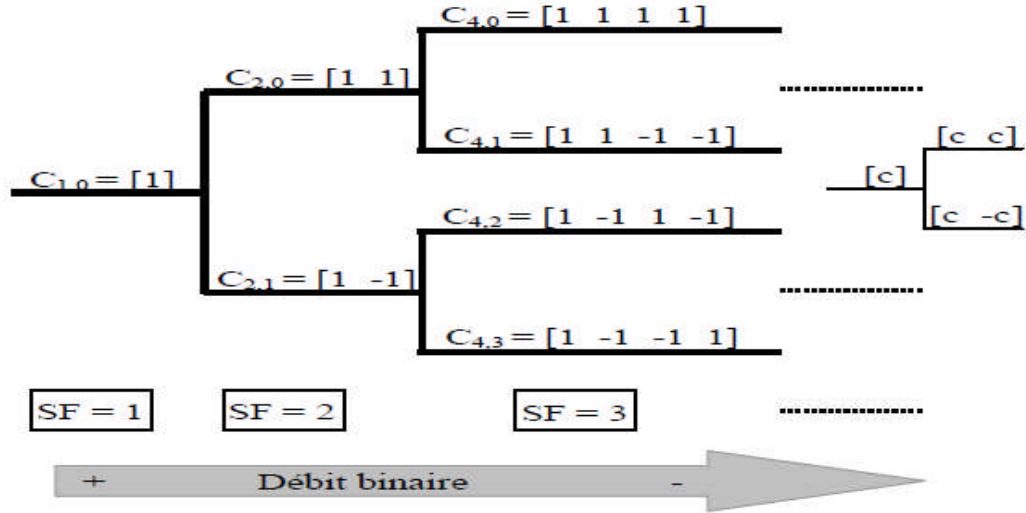


Figure II.3 : Structure en arbre pour la génération des codes orthogonaux de canalisation

On peut générer un total de $N = 2^k$ codes de canalisation de taille N , la valeur de N étant précisément le facteur d'étalement SF . On observe sur la figure II.3 que la taille des codes à chaque niveau de l'arbre est différente et le débit binaire diminue lorsque K s'accroît, c'est-à-dire lorsque SF augmente.

Dans la voie montante, la valeur minimale de SF est 4 et la valeur maximale est 256. Les débits symboles maximums et minimums associés sont respectivement 960 kbps et 15 kbps. Dans la voie descendante, la valeur minimale de SF est toujours 4 alors que la valeur maximale est 512, ce qui limite le débit de symbole minimum à 7,5 kbps.

Les codes générés dans les branches de l'arbre se situant au même niveau constituent un ensemble de fonctions orthogonales de Walsh qui correspondent aux lignes d'une matrice de Hadamard. On peut aussi constater que les codes dérivés d'un code mère ne sont pas orthogonaux avec celui-ci. Par exemple, si le code $C_{2,0}$ est assigné à un utilisateur, il devient mère des codes $C_{4,0}$, $C_{4,1}$, $C_{8,0}$, $C_{8,1}$, $C_{8,2}$, $C_{8,3}$, Ce qui signifie que ceux-ci ne pourront pas être attribués à d'autres utilisateurs qui transmettent à un débit inférieur, car ils ne sont pas orthogonaux à $C_{2,0}$ et le récepteur n'arriverait pas à les différencier (cas de la voie descendante).

Dans le même ordre d'idées, l'ascendance du code mère est aussi bannie de l'utilisation. Dans notre exemple, $C_{2,0}$ est le code mère, c'est-à-dire que le code $C_{1,0}$ ne pourra pas être alloué à un autre utilisateur qui souhaite transmettre à un débit deux fois supérieures, car le $C_{2,0}$ n'est plus orthogonal avec $C_{1,0}$. Enfin, lorsque $C_{2,0}$ est attribué à un utilisateur, on peut montrer que ce code représente 50% de la totalité des codes de canalisation disponibles. Par contre si c'est C_4 , qui est assigné, seuls 25% de l'ensemble des codes de l'arbre sont utilisés.

II.5. 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'inter corrélation sont supérieures à celles obtenues par les seuls codes de canalisation.

Dans la voie descendante, les codes d'embrouillage permettent d'identifier une cellule. Il existe donc un code unique d'embrouillage par cellule. 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. Le code d'embrouillage permet donc de faciliter la tâche du récepteur lors la détection des symboles transmis. 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.

II.5.1. Génération des codes d'embrouillage

Nous avons employé le terme pseudo-aléatoire pour parler des codes utilisés pour étaler le signal. Ce sont ces deux mots « pseudo » et « aléatoire » qui confèrent à ce type de codes des propriétés assez intéressantes justifiant leur utilisation dans un système de radiocommunication. En effet, le code n'est pas complément aléatoire, car il est heureusement possible à le régénérer à la réception pour récupérer l'information transmise, pourvu que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement synchronisés. Un code pseudo-aléatoire est donc un code binaire dont les propriétés statiques ressemblent à celles d'une séquence binaire aléatoire [28].

Un registre à décalage binaire, comme celui décrit par la figure II.4, représente l'une des manières les plus courantes pour générer des codes pseudo-aléatoires. Son fonctionnement est le suivant : une fois initialisés les différents états du registre, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant modulo 2 tous les bits présents à chaque état. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit suivant.

Ce registre, dont le nom complet est « registre linéaire à décalage avec contreréaction **LFSR** », est dit périodique, car quelles que soient les valeurs initiales, c'est-à-dire les valeurs prises par a_i , on retrouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de périodes d'horloge.

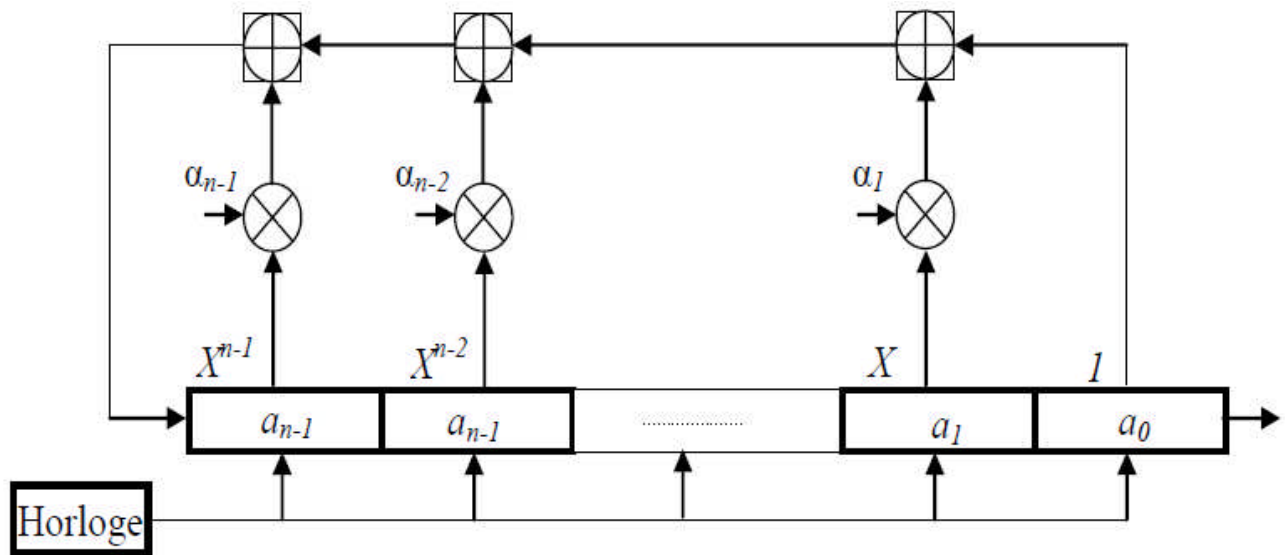


Figure II.4 : Schéma générique d'un registre à décalage

En outre, lorsque les valeurs initiales sont toutes égales à **0**, le registre reste dans le même état de façon permanente : le code obtenu n'est pas composé que de zéro. Le nombre maximum d'états possibles $P \neq 0$ est une séquence binaire de période $P = 2^n - 1$ appelée m-séquence ou séquence à longueur maximale **MLS**, générée avec un registre **LFSR**. Le générateur de m-séquence peut être représenté suivant une notation polynomiale [28].

Les coefficients α_i peuvent prendre deux valeurs : **1** (il y a une connexion physique) ou **0** (il n'y a pas de connexion). Le polynôme irréductible générant une m-séquence est dit primitif. Ce polynôme permet de générer deux séquences : une séquence d'état initial **0** ou une séquence de période $P \neq 0$. Donc, il y a autant de m-séquence que de polynômes primitifs [31]. Un fait qui peut contraindre son utilisation dans un système **WCDMA** où l'on cherche à avoir le nombre de séquences différentes le plus élevé possible.

Un autre type de codes a été proposé : **les codes de Gold**. La principale qualité des codes de **Gold** est liée au fait que la fonction d'inter corrélation entre deux codes est uniforme et bornée [32]. Gold propose d'additionner en modulo **2** deux m-séquences de mêmes longueurs, générées par deux polynômes primitifs différents. Si la période des deux séquences est $2^n - 1$, la séquence résultante aura aussi $2^n - 1$ comme période. Si nous considérons tous les décalages possibles entre les deux m-séquences, on peut générer un total de $2^n + 1$ codes (les $2^n - 1$ codes précédents plus les deux m-séquences génératrices).

Gold démontre que certaines paires de m-séquences possèdent des pics d'inter corrélation dont la magnitude est égale ou inférieure à la valeur d'inter corrélation minimale entre toutes les paires de m-séquences de même longueur. Cette paire de m-séquences est appelée paire préférée [32].

Que ce soit dans la voie montante ou dans la voie descendante, chaque élément du code d'embrouillage est représenté par une valeur complexe. Si l'on note C_n la séquence complexe d'embrouillage n et $C_n(i)$ l' i -ième élément de cette séquence, l'opération d'embrouillage réalisée au niveau de l'émetteur de la station de base ou de la station mobile est effectuée suivant le schéma de la figure II.5. Lorsque l'on met en place une séquence d'embrouillage complexe, l'amplificateur de puissance enregistre les mêmes performances, quelle que soit la différence de puissance G qui existe entre les voie I et Q [33], [34].

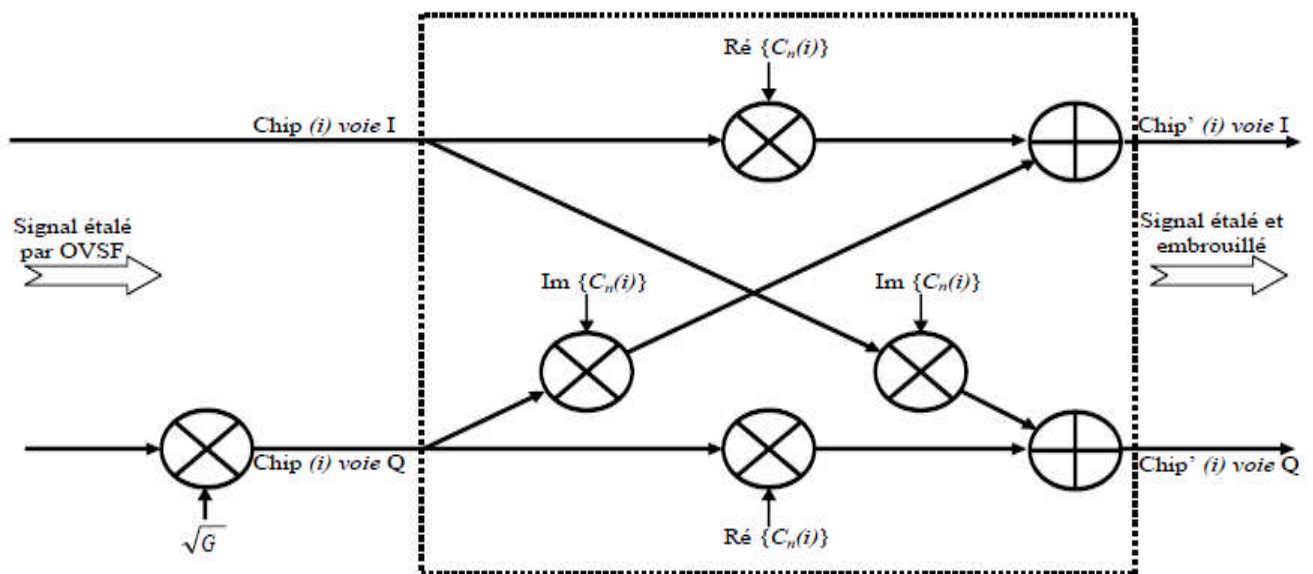


Figure II.5 : Processus d'embrouillage complexe appliqué en émission

II.6. Canaux et débit de données

En téléphonie mobile, on distingue le sens montant de la communication (du mobile à la station de base) du sens descendant (de la station de base vers le mobile).

Les informations transmises entre le mobile et la station de base sont organisées en trames dont la durée est de 10 ms (Figure II.6). On distingue deux trames qui sont transmises simultanément : la trame de donnée, et la trame de contrôle.

La trame de donnée

Contient les données proprement dites, dont la quantité dépend du facteur d'étalement choisi. Les informations de cette trame sont transmises sur le canal dédié de donnée **DPDCH**.

La trame de contrôle

Contient des informations relatives aux conditions de la communication, et en particulier, des bits dits pilotes. Ces bits sont connus par le récepteur et permettent d'estimer certaines perturbations dues au canal dédié. Ces bits sont transmis sur le canal dédié de contrôle **DPCCH** [14].

Le canal **DPCCH** a un code fixe de rang 256, alors que le canal **DPDCH** peut avoir un code variable d'une trame à l'autre avec des **SF** allant de 4 à 256. On peut ainsi faire varier le débit des données d'un utilisateur en changeant le code **OVSF** du canal **DPDCH**.

Chaque trame est elle-même divisée en 15 slots. En téléphonie **3G**, un slot représente le plus petit paquet d'informations à transmettre et sur lequel on peut commencer à apprécier la qualité de la transmission au niveau du récepteur. Les informations contenues dans un slot dépendent du facteur d'étalement d'un canal dédié et du volume d'informations effectives d'une trame.

Un slot contient 2560 bits chips dans la technologie **WCDMA**. Les bits contenus dans un slot résultent de la multiplication des bits de trame c'est-à-dire, des informations en entrée, par des codes pseudo aléatoires qui permettent l'étalement spectral de ces informations. La fréquence de transmission des chips, appelée fréquence chip, est de 3,84 MHz.

II.6.1. la canalisation voie montante

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

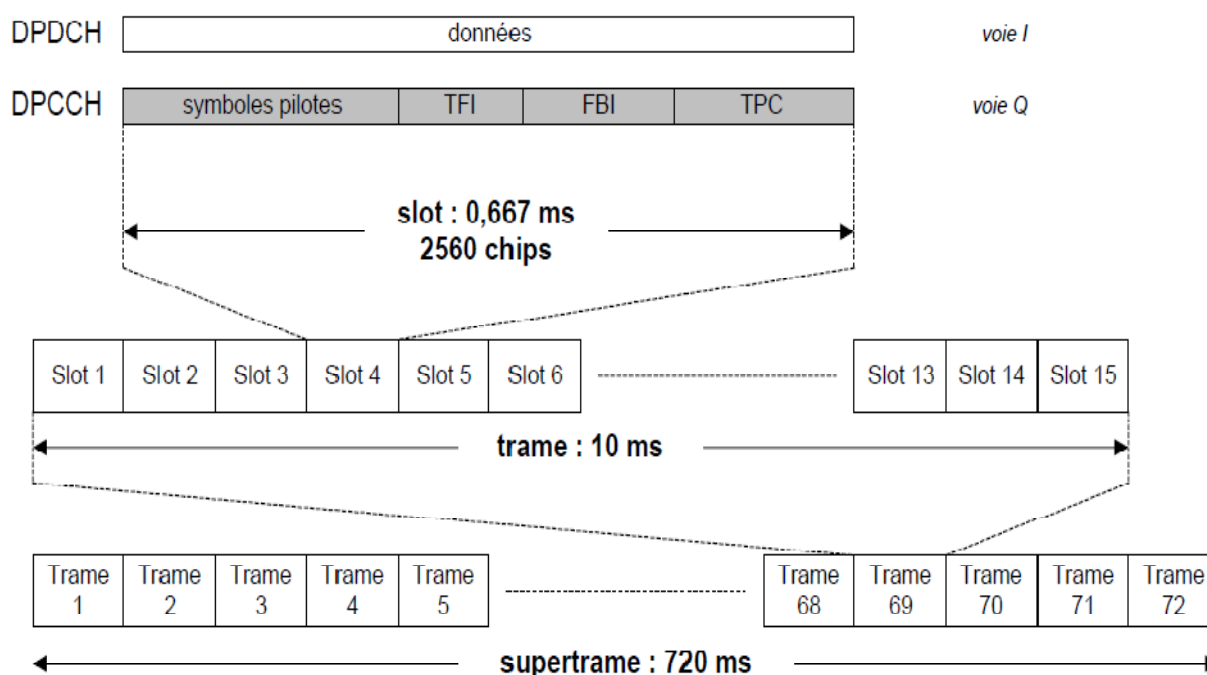


Figure II.6 : Structure du slot de données sur la voie montante

- **Les bits pilotes** : Sont utilisés pour l'estimation du canal au niveau du récepteur.
- **Les bits TFCI** : Il précise le code **OVSF** et le multiplexage des canaux de transport.
- **Les bits TPC** : Pour véhiculer les commandes du contrôle de puissance downlink.
- **Les bits FBI**: Il indique si on opère en mode de diversité de transmission [35].

Pour l'Uplink, le nombre de bits n de données par time slot s'écrit :

$$n = 10 * 2^k \quad \text{II. 2}$$

Avec : $k \in [0, 6]$ et 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 [36].

Le facteur d'étalement **SF** varie pour sa part entre 4 et 256 et s'écrit :

$$SF = \frac{256}{2^k} \quad \text{II. 3}$$

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

$$\text{Débit} = \frac{10.2^k}{0.667 \cdot 10^{-3}} \cdot SF = 3.838 \frac{\text{Mchips}}{\text{sec}} \quad \text{II. 4}$$

II.6.2. la canalisation voie descendante

La trame temporelle descendante est organisée comme précisé sur la figure II.7 :

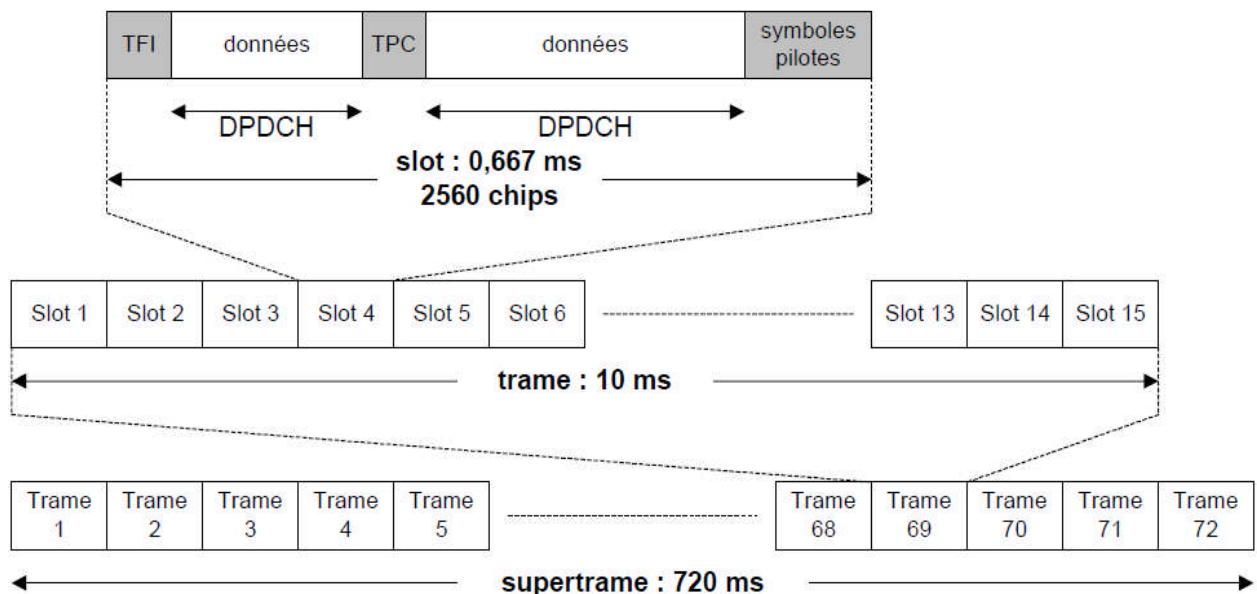


Figure II.7 : Structure du slot de données sur la voie descendante

Durant le time slot de 667 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 :

$$n = 10 * 2^k \quad \text{II. 5}$$

Avec : $k \in [0, 7]$

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

$$SF = \frac{256}{2^k} \quad \text{II. 6}$$

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

$$\text{Débit} = \frac{10 \cdot 2^k}{0.667 \cdot 10^{-3}} \cdot SF \cdot \frac{1}{2} = 3.838 \text{ Mchips/sec} \quad \text{II. 7}$$

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

II.6.3. remarques sur le tramage

II.6.3.1. Remarque 1

Lorsque le débit à transmettre est supérieur au débit maximum d'un canal physique, on alloue à l'utilisateur plusieurs canaux **DCH** en parallèle. Le nombre maximum de **DPDCH** par utilisateur est de 6.

En Uplink, un seul canal **DPCCH** est alloué et les données sont transmises sur plusieurs canaux **DPDCH**, étalées différemment suivant les séquences de Hadamard.

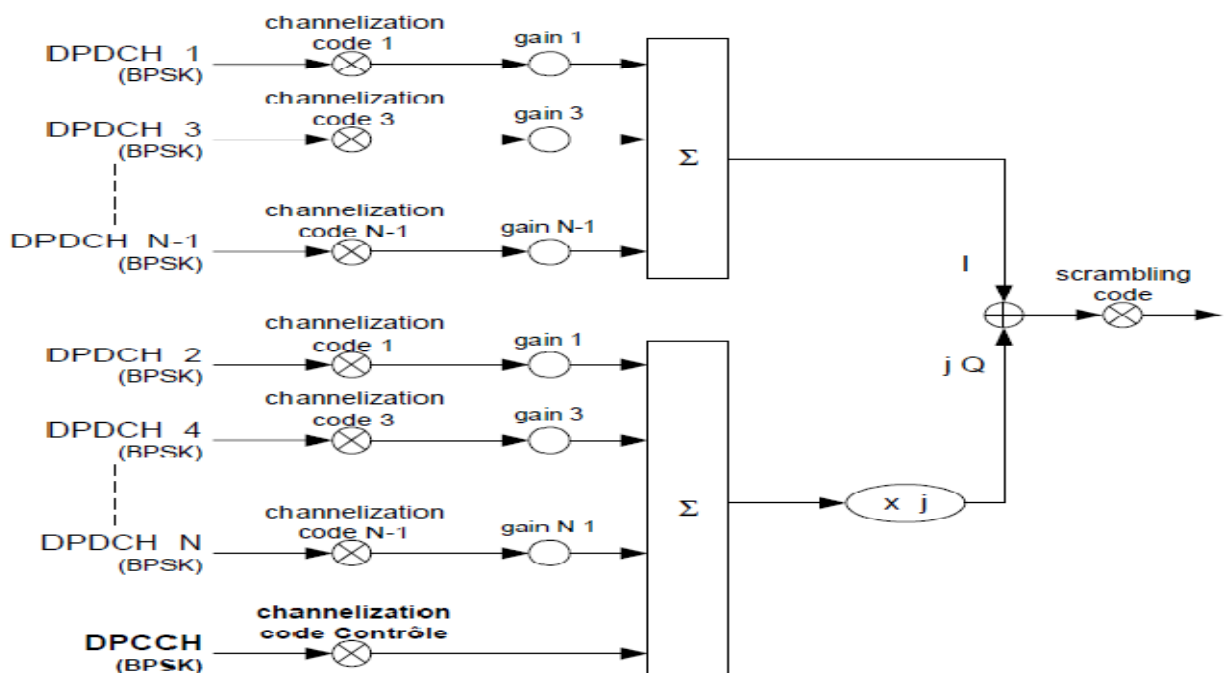


Figure II.8 : Transmission sur plusieurs canaux DPDCH Uplink

En Downlink, si les canaux en parallèles transportent des données au même débit, les données de contrôle ne sont transmises que sur le canal **DPCCH** du premier **DCH** (il n'y a aucune transmission pendant ces intervalles de temps sur les autres **DCH**). Si les canaux en parallèle ne transportent pas les données à un débit identique (coefficients d'étalement différents), chaque canal **DCH** transporte ses informations de contrôle sur son canal **DPCCH**.

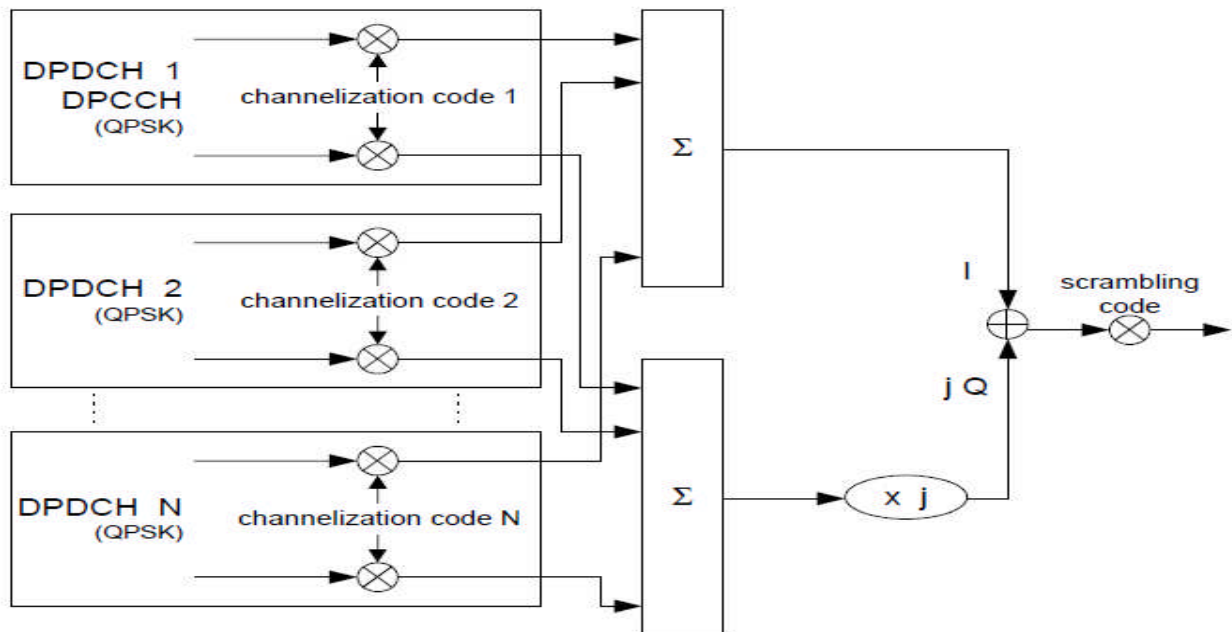


Figure II.9 : Transmission sur plusieurs canaux DPDCH Downlink à même débit

II.6.3.2. Remarque 2

L'introduction des slots donne une impression de discontinuité de la transmission, ce qui est faux. Chaque utilisateur, s'il doit transmettre des données à haut débit, a la possibilité de transmettre ses informations dans tous les slots de la trame, contrairement au **GSM** [36].

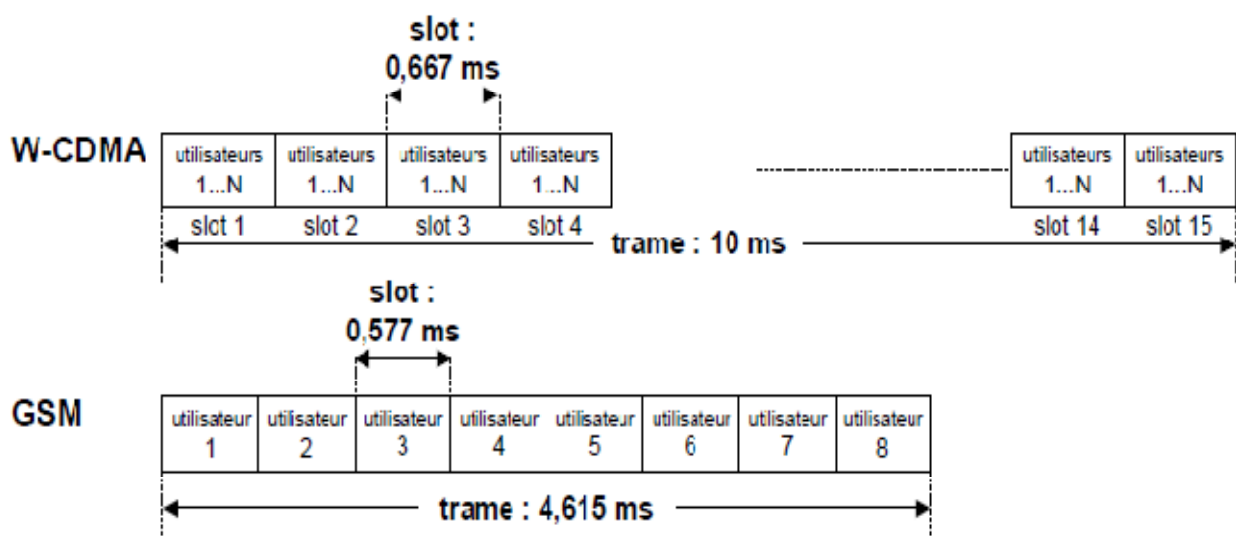


Figure II.10 : Structure comparée des trames W-CDMA et GSM

II.6.4. Embrouillage et modulation

L'objectif de l'embrouillage (encore appelé entrelacement) est de modifier l'ordre d'émission des bits protégés de façon à ce que les bruits affectant les symboles successifs traités par le décodeur puissent être suffisamment indépendants. Les codes d'embrouillage sont utilisés pour séparer les sources d'informations. De par la nature du code d'embrouillage, ce traitement permet aussi de distinguer les informations venant de terminaux différents, mobiles ou stations de base.

Les informations issues de l'étape de mise en canal sont multipliées par ces codes d'embrouillage à valeur complexe. Cette opération d'embrouillage n'a aucune influence ni sur la bande passante ni sur le débit des informations traitées. Une fois embrouillées, ces informations sont modulées. L'objectif étant d'adapter le signal au support de transmission entre l'émetteur et le récepteur

La phase de modulation débute par un filtrage, dont les coefficients sont conçus de façon à maîtriser les interférences inter-symboles. Ces interférences ont lieu au niveau du canal de transmission, du fait de l'accès multiple et de l'utilisation des mêmes canaux aux instants par plusieurs utilisateurs différents.

II.6.5. Décodage

Le décodage permet d'extraire l'information proprement dite des différents traitements qu'elle a subie. Le décodage commence par l'opération de démodulation qui permet de ramener les signaux transmis à travers le canal de transmission sous sa forme numérique. Cette opération est suivie d'un filtrage fonctionnellement semblable au filtre en émission avec les mêmes coefficients. Ce filtrage a l'intérêt d'annuler les interférences inter-symboles entre les différentes informations.

À l'issue de cette étape. Les informations sont désembrouillées. C'est la multiplication des informations par le conjugué des codes d'embrouillage. Les informations issues de cette étape sont ensuite séparées de celles du canal. Le récepteur exécute ensuite l'opération de décodage de canal.

II.6.5.1. Décodage de canal

Le décodage de canal comprend plusieurs étapes. Rappelons que l'information transmise comporte une trame de données et une trame de contrôle. Cette dernière comprend des informations connues du récepteur, appelées les bits pilotes, qui permettent d'estimer certains paramètres du canal.

Une de ces étapes est le désétalement par les codes orthogonaux de longueur variable du canal de contrôle (**OVSFQ**). Le but est d'extraire les bits de contrôle nécessaires à l'estimation du déphasage introduit par le canal de transmission.

Une autre opération est l'estimation de canal réalisée à partir des bits pilotes. Elle consiste à multiplier les données déséталées par les bits pilotes contenus dans la trame de contrôle. Cette multiplication est suivie d'une moyenne sur la taille des codes. À l'issue de cette seconde opération, les informations sont remises en phase en les multipliant par celles issues de l'étape de désembrouillage. Cette opération est effectuée avec un retard d'un slot.

II.6.5.2. Décodage de données

Le décodage de données permet de séparer les informations de tous les différents codes utilisés. À l'issue de l'étape de décodage de canal, les informations ne sont pas encore séparées des codes de canalisation (**OVSF**).

Dans le contexte de notre étude, le décodage de données se résume donc par la multiplication sur chaque voie des informations remises en phase par les codes orthogonaux de longueur variable. À la sortie de cette étape, on retrouve les informations qu'on avait à l'entrée à la même fréquence symbole de données et de contrôle [14].

II.7. Récepteur multi-trajets (Récepteur Rake)

À cause du caractère à trajet multiple du canal sans fil, les signaux des utilisateurs provenant de la voie montante arrivent au récepteur de la station de base de façon asynchrone, ce qui brise l'orthogonalité des signaux étalés. Malgré le fait que les codes liés au canal et à la signature des usagers soient connus de la station de base, l'information liée à chacun des utilisateurs n'est pas exploitée simultanément par le détecteur conventionnel ou Rake. Chaque utilisateur est traité individuellement et les autres utilisateurs sont alors considérés comme étant du «bruit de fond».

Mais, de manière plus spécifique, quel est le principe de fonctionnement du récepteur Rake?

Le récepteur Rake tire avantage des différents trajets que parcourt l'onde pour passer de l'antenne émettrice à l'antenne réceptrice. Puisque chacun des trajets est porteur de la même information. La combinaison de plusieurs de ceux-ci permet d'obtenir un signal unique dont la puissance est accrue.

Cependant, afin de regrouper ces chemins, il faut qu'ils soient suffisamment séparés dans le temps pour pouvoir les dissocier [37]. C'est pourquoi la séparation minimale entre deux trajets doit être égale à la durée d'une bribe. Comme il est présenté à la figure **II.10**, le récepteur Rake est composé d'un banc de corrélateurs représentant les doigts de celui-ci, d'un estimateur de canal et d'un combineur.

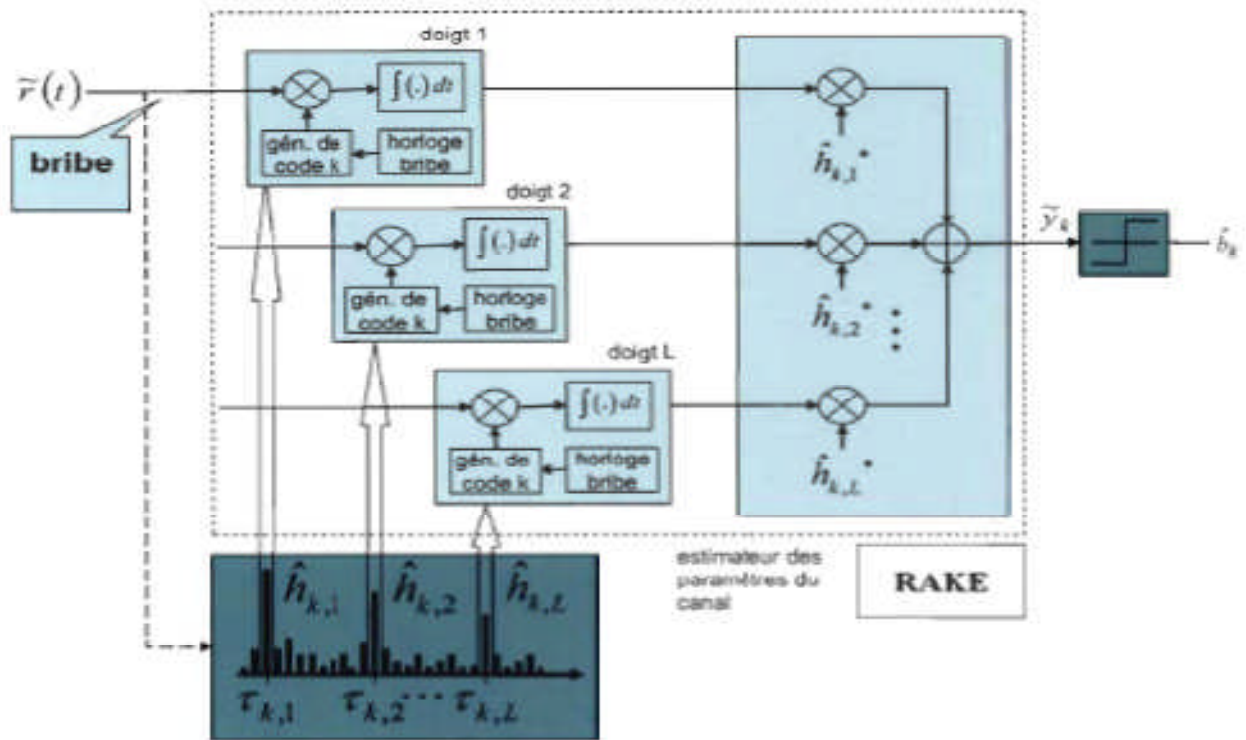


Figure II.11 : Structure du récepteur Rake

La composition d'un doigt est simple puisque celui-ci est formé d'un corrélateur et d'un générateur de code. Le corrélateur effectue la corrélation entre le signal reçu et le code généré localement. C'est ce code qui permet d'identifier chaque utilisateur dans une cellule, car celui-ci est constitué du code appartenant au canal et de celui lié à la signature pour un usager donné.

L'estimateur des retards compris à l'intérieur du Rake permet de détecter le retard temporel de chacun des trajets sur une fenêtre de temps de longueur finie et envoie cette information aux corrélateurs. Par conséquent, chaque doigt doit être synchronisé avec le retard de chacun des trajets et le nombre de doigts est égal au nombre de trajets que l'on veut traiter.

En phase finale, le rôle du combineur est d'additionner d'une manière constructive les différentes copies des symboles d'information disponible à la sortie de chacun des doigts, permettant ainsi de diminuer les **ISI** et d'améliorer les performances du récepteur.

Avant d'atteindre le combineur, les sorties des différents doigts consistent en des symboles ayant chacun une composante de phase et d'amplitude. Puisque le canal de propagation peut venir modifier les composantes originales liées à ces symboles, il est nécessaire de faire une estimation des coefficients complexes $h(t - \tau)$ où τ est la position du trajet estimée. Habituellement, ces coefficients sont calculés à partir de symboles «pilotes» transmis par l'émetteur et connus du récepteur.

II.8. Avantage et inconvénients de la WCDMA

Le système **CDMA** large bande (**W-CDMA**) présente de multiples avantages :

- Un gain de traitement plus élevé.
- Une possibilité de transmettre des services à haut débit.
- De meilleures performances pour détecter des trajets multiples.
- Une possibilité de déploiement dans un spectre de fréquence déjà utilisée.

En outre, par rapport aux systèmes basés sur le **FDMA** ou le **TDMA**, un système **CDMA** large bande présente des inconvénients :

- Une interférence mutuelle entre les utilisateurs de la cellule.
- Une synchronisation temporelle précise.
- Un contrôle de puissance rapide.

II.9. Conclusion

L'interface d'accès **WCDMA** est un système utilisant l'étalement de spectre qui permet de supporter des débits utilisateur variables, propose une extensibilité de service et supporte deux types de réseaux : synchrones ; asynchrones. La chaîne de transmission **WCDMA** applique une partie des techniques de traitement du signal numérique comme l'étalement de spectre en émission et la procédure inverse en réception.

Le choix des codes d'étalement est directement influencé par leurs propriétés de corrélation. En fait, il existe deux opérations d'étalement de spectre : la première opération est la canalisation, la deuxième opération est l'embrouillage. En effet, la chaîne de transmission met en place des techniques très souples pour gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication multimédia.

Nous avons présenté dans ce chapitre la technique **WCDMA** qui a connu un grand succès avec l'arrivée des systèmes de communication utilisés pour la troisième génération **3G**, son étalement du spectre et les propriétés des codes utilisés dans cette technique, ses avantages et ses inconvénients. Comme nous avons aussi étudiés le Récepteur multi-trajets (Récepteur Rake).

La technique **WCDMA** est considérée comme la meilleure technique pour l'utilisation des ressources spectrales.

Chapitre *III*

Systemes

Multi-Antennaires

III.1. Introduction aux systèmes MIMO

Les systèmes utilisant plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception sont appelés systèmes **MIMO** ou multi-antennaires [38]. Les systèmes **MIMO** sont devenus un des sujets les plus étudiés en recherches, car ils sont capables d'augmenter l'efficacité spectrale (capacité) sur une largeur de bande limitée.

Nous distinguons principalement deux types d'architectures de systèmes multi antennes développées pour atteindre l'objectif de l'augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission [5]:

- 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** [39] puis **ALAMOUTI** [40] 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.

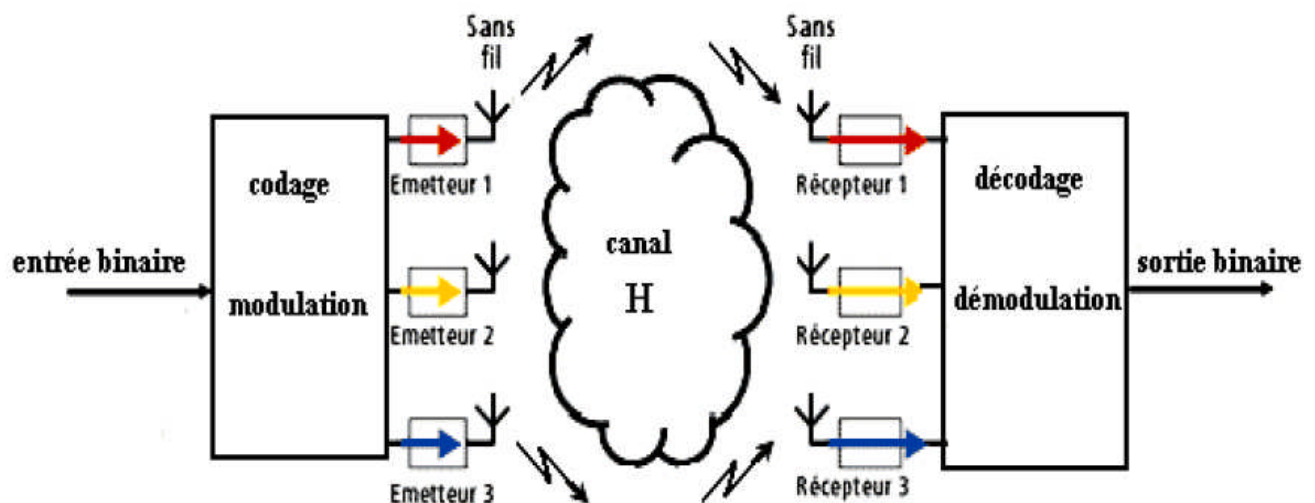


Figure III.1 : Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.

III.2. Concepts et capacités des canaux MIMO :

Les techniques **MIMO** [41] utilisées dans des environnements riches en diffuseurs permettent d'améliorer la robustesse et la capacité utile du système comparé aux systèmes **SISO**. La technologie **MIMO** s'impose aujourd'hui comme la technologie la plus apte à répondre aux exigences des communications radio-mobiles. Ces techniques n'exigent pas de connaissance du canal au niveau de l'émetteur.

Elles peuvent se décomposer en trois grandes familles d'algorithmes qui sont :

- Les codes espace-temps.
- Le multiplexage spatial.
- Le **MIMO** Beamforming.

Deux catégories de systèmes **MIMO** peuvent être distinguées. Ces différences dépendront de l'endroit où l'on met en œuvre la diversité spatiale, à savoir sur le réseau d'antennes à l'émission ou sur le réseau d'antennes à la réception. On parlera alors de systèmes **MISO** et de systèmes **SIMO**. La combinaison des deux systèmes aboutira donc à un système ayant un réseau de N_t d'antennes à l'émission et de N_r d'antennes à la réception. On définira alors la diversité spatiale D_s par le produit du nombre d'antennes à l'émission par le nombre d'antennes en réception soit : $D_s = N_t * N_r$

L'utilisation d'antennes multiples conduit à une dimension supplémentaire dans le degré d'accès multiple au réseau par rapport au cas mono-antenne **SDMA** et ainsi offre une solution efficace à l'accroissement des débits pour les générations futures de radiotéléphonie cellulaire.

Les systèmes **MIMO** [42] [43] et ses dérivés pourront être ainsi représentés sur la Figure III.2.

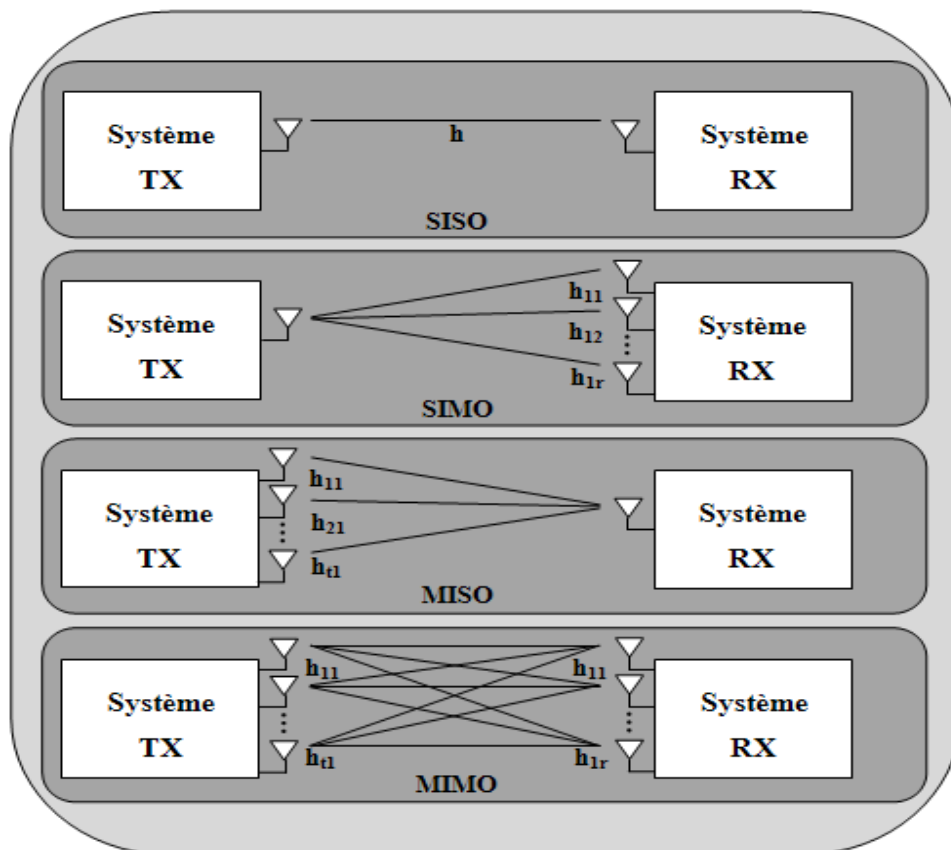


Figure III.2: Le concept MIMO.

III.2.1. Système SISO

Il s'agit de l'architecture la plus simple et la plus traditionnelle où l'on dispose d'une seule antenne en émission et d'une autre en réception [44] [38].

- La capacité d'un canal SISO est [7] [45] [46]:

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

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

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

III.2.2. Système SIMO

Un canal SIMO, est un système multi-antennes conventionnel. C'est une technique qui consiste à déployer plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal [7] [46]. Les signaux reçus sont additionnés et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports signaux sur bruits de chacune des branches du récepteur [47].

Le modèle de canal est illustré par la figure III.3 [48].

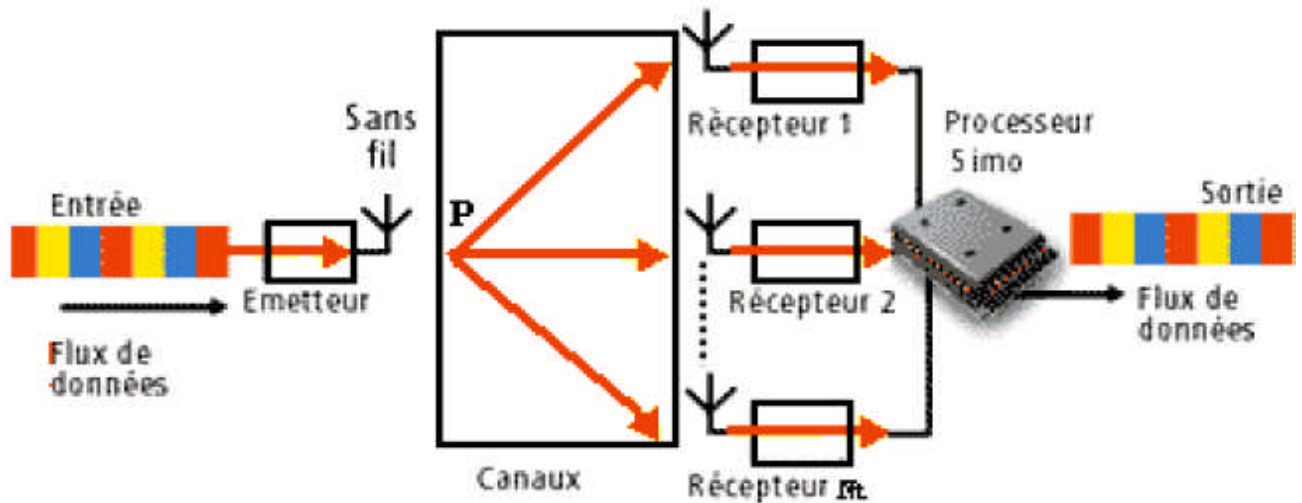


Figure III.3: Dispositif SIMO

- Sa capacité est donnée par :

$$C = W \log_2 \left(1 + N_r^2 \frac{p}{N_0 W} \right) \quad bps \quad \text{III. 3}$$

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

$$C = W \log_2(1 + N_r^2 \rho) \quad bps/Hz \quad \text{III. 4}$$

La capacité est améliorée, seulement la propagation de celle-ci reste logarithmique avec le nombre d'antennes à la réception.

III.2.3. Système MISO

Un canal **MISO**, est un système de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire Plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en réception [7] [46]. Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les N_t antennes émettrices est reçue. Chaque antenne émet le même symbole d'énergie E_s/N_t . Le modèle de canal est illustré par la figure III.4 [44] [48]:

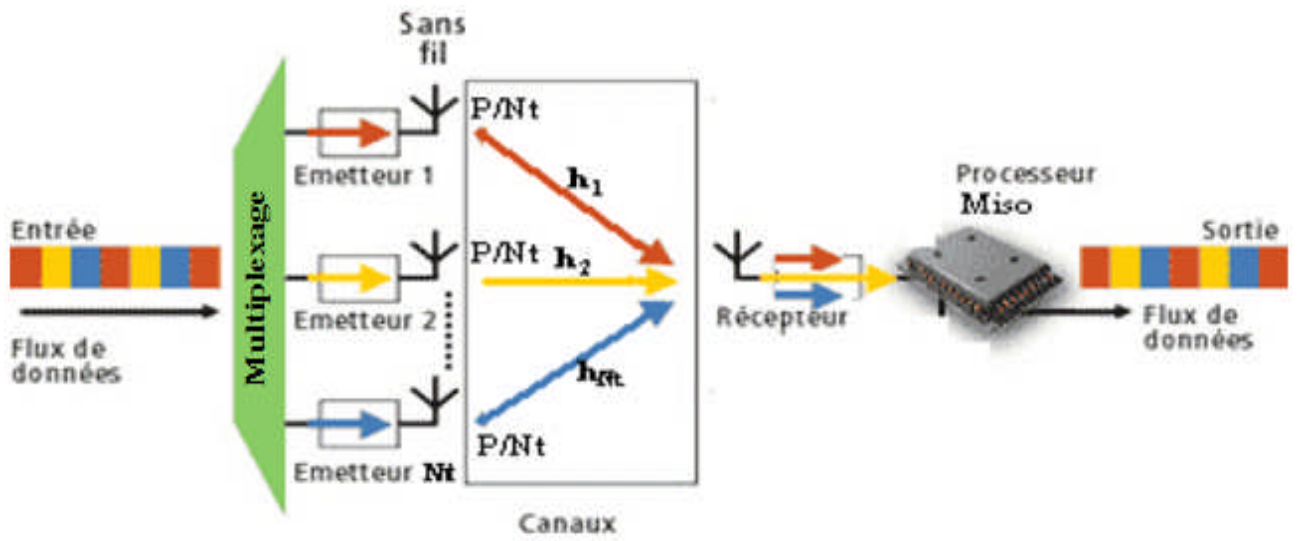


Figure III.4: Dispositif MISO

- Capacité du canal **MISO** : C'est une technique qui permet une augmentation logarithmique de la capacité du canal avec le nombre d'antennes N_t avec la formule suivante [49]:

$$C = W \log_2 \left(1 + N_t \frac{p_i}{N_0 W} \right) \quad \text{III. 5}$$

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{p}{N_0 W} \right) \quad \text{bps} \quad \text{III. 6}$$

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

$$C = W \log_2(1 + \rho) \quad \text{bps/Hz} \quad \text{III. 7}$$

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

III.2.4. Système MIMO [17] [50]

Le besoin de transmettre de l'information dans des environnements complexes tout en augmentant le débit, a donné lieu à une solution originale qui fait appel non seulement à plusieurs antennes en réception mais aussi en émission. Cette technique connue sous l'appellation **MIMO** permet en utilisant la même bande spectrale de transmettre plus de débit ou d'améliorer la qualité de liaison. Plusieurs techniques sont proposées dans la littérature. On dispose ici plusieurs antennes en émission et en réception; la configuration **MIMO** est la plus générale, englobe les systèmes **MISO** et **SIMO** comme des cas particuliers [38] [48].

Le passage d'un système **SISO** à un système **MIMO** se justifie de plusieurs manières. En effet l'ajout d'antennes à l'émission et à la réception entraîne un gain de diversité spatiale. Dès lors, nous pouvons distinguer deux approches quant à la mise en œuvre de système de transmission sur un canal **MIMO**. Il s'agit des techniques dites de « multiplexage spatial » et de « diversité spatiale ». La première a pour but d'augmenter le débit, i.e. la capacité, alors que la seconde s'attache à minimiser le **TEB**. Dans les deux cas, la maximisation de l'efficacité spectrale sera tenue, mais la façon d'y parvenir sera différente.

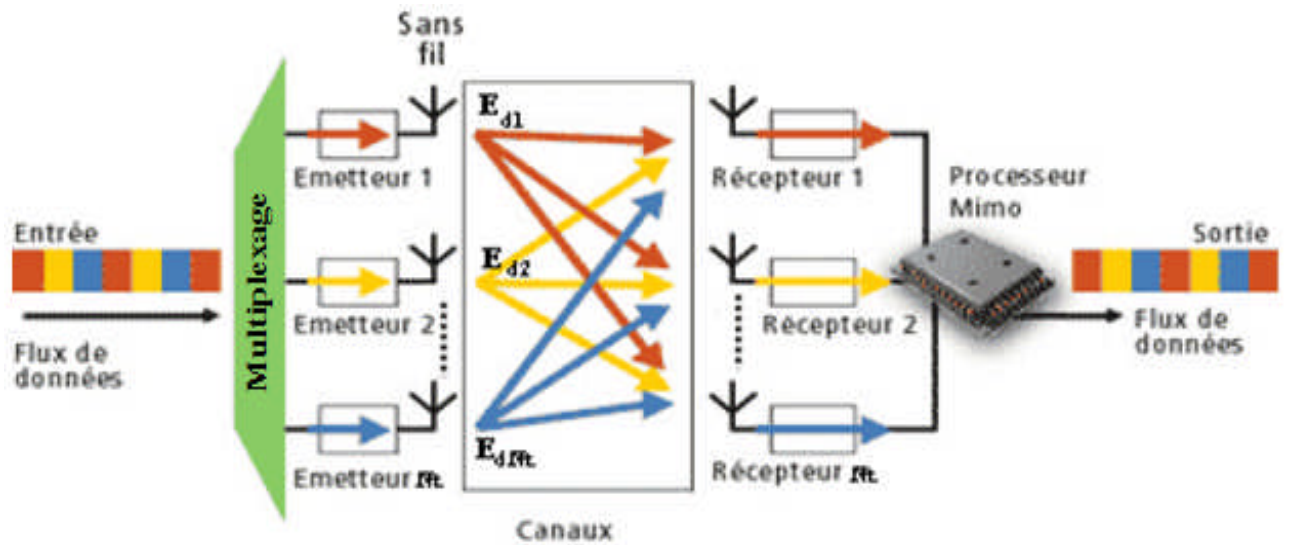


Figure III.5 : Dispositif MIMO

Dans le cas de la figure III.5 où nous avons un système **MIMO** à N émetteurs et M récepteurs, le canal **MIMO** est traduit par une matrice H de taille $N \times M$ dite matrice de canal.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad \text{III. 8}$$

En considérant l'émission d'une séquence $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ avec réception de $\mathbf{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_M]^T$. Nous pouvons écrire la relation suivante :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \boldsymbol{\eta} \quad \text{III. 9}$$

- La capacité de système **MIMO** [7] augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas **SISO** et **SIMO**.

La capacité des systèmes **MIMO** [17] [38] est un sujet d'actualité dans la littérature, la puissance totale moyenne émise P reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les N_t antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en termes de capacité (chaque antenne émet une puissance P/N_t) :

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* \right] \right) \quad \text{bps/Hz} \quad \text{III. 10}$$

L'avantage en capacité des systèmes **MIMO** est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices [51].

De part le nombre d'antennes existant dans les différents dispositifs d'antennes [17], nous pouvons distinguer plusieurs configurations (systèmes). Cependant, ces architectures et particulièrement l'architecture **MIMO**, utilisent différentes fonctions de traitement du signal telles que la technique de combinaison, le codage spatio-temporel, le multiplexage spatial etc. Ceci afin de permettre une meilleure performance du dispositif antenne.

III.3. Codes spatio-temporel

Le codage spatio-temporel est une technique de diversité de transmission, elle s'applique aux systèmes **MISO** et **SIMO**. Cette technique s'avère être bien adaptée aux systèmes dans lesquels le récepteur est muni d'une seule antenne à cause d'une contrainte de coût et/ou d'espace. Les codes espace- temps permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle (de créer de la redondance) entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propre au canal radio-mobile (le signal reçu soit bien décodé).

Un code spatio-temporel est dit à rendement plein lorsque son rendement est égal au nombre d'antennes à l'émission. Un code spatio-temporel est dit à diversité maximale lorsqu'il est capable d'exploiter une diversité égale à $N_t \times N_r$.

Ce codage consiste à associer à chaque groupe de Q symboles utiles résultant de la modulation, une matrice : X Où T est le nombre de périodes symboles nécessaires pour transmettre cette matrice X , et x_t^I avec $t = 1, 2, \dots, T$; $I = 1, 2, \dots, n_t$ représente une combinaison linéaire de ces Q symboles utiles modulés (Figure III.7).

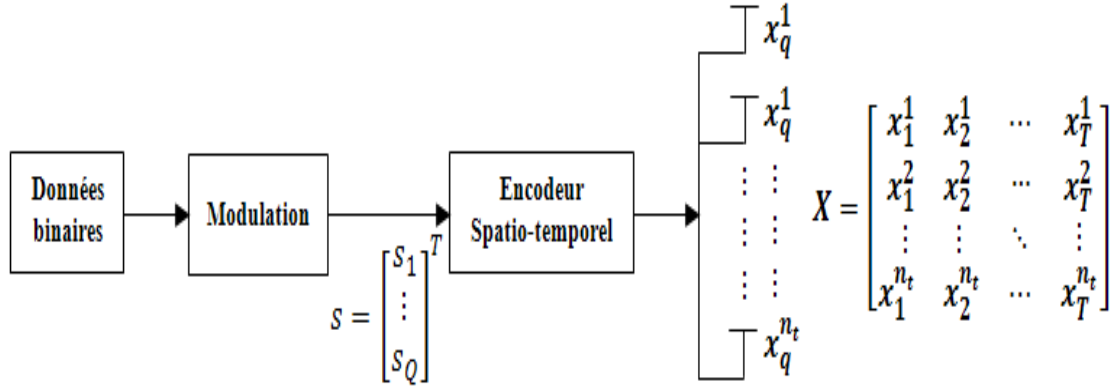


Figure III.6 : Le schéma de principe du codage spatio-temporel.

Une multitude de techniques de codage ont vu le jour dans le but d'une meilleure utilisation de la diversité de transmission. Ces techniques de codages spatio-temporels peuvent être classées en deux catégories : les codes spatio-temporels en treillis (STT), les codes spatio-temporels en Bloc (STB).

III.3.1. Codage spatio-temporel en treillis (STTC) [39]

Proposés originellement par **Tarohk** et **Al** des laboratoires de recherche **AT&T** [39], Il consiste à coder [52] à l'aide d'une représentation sous forme de treillis (machine d'états) les symboles à transmettre sur les différentes antennes. Il combine le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peut être considéré comme une extension des codes en treillis classiques [53] [54] au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Le décodage se fait par l'algorithme de **Viterbi** pour choisir le chemin le plus vraisemblable dans le treillis. Il est démontré dans [39] que les codes en treillis peuvent exploiter au maximum la diversité d'émission et de réception tout en offrant un gain de codage qui dépend du nombre d'états du treillis.

Le **STTC** [55] crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antenne, émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de N_t polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. En contrepartie la complexité de décodage augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes d'émission et l'ordre de modulation. La complexité de mise en œuvre exclut la mise en pratique de cette technique.

La figure III.8 propose le diagramme de treillis d'un **STTC** à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $N_t = 2$.

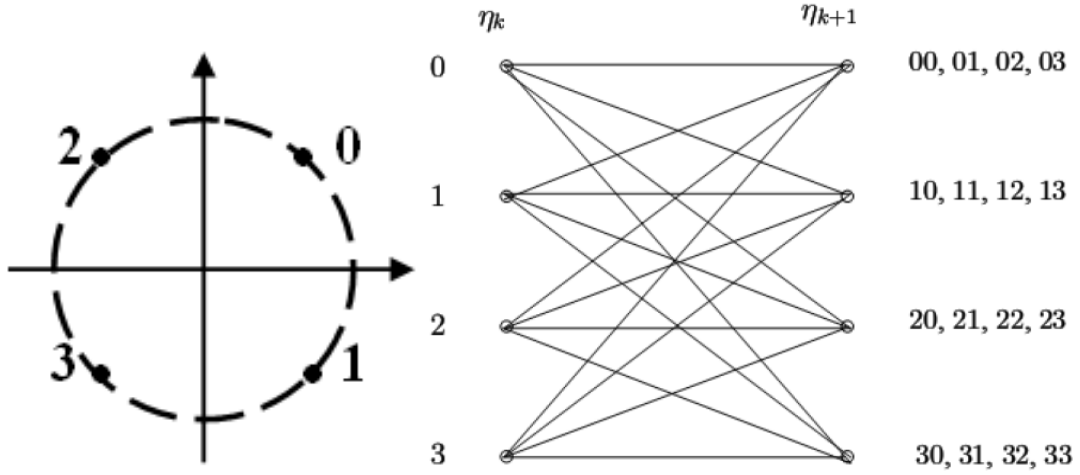


Figure III.7 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant

$N_t = 2$ Émetteurs et une modulation MDP-4.

III.3.2. Codage spatio-temporel par blocs(STBC)

La complexité de mise en œuvre des codes **STTC** a motivé la construction de codes espace-temps en blocs. **Alamouti** [40] a proposé un schéma simple de diversité d'émission [56] [42], étendu par la suite par **Tarohk** et **Al** [54], pour former une nouvelle classe de codes spatio-temporels, possédant le même avantage de diversité que les techniques de combinaisons des répliques à gain maximal. Les **STBC** sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps, créant ainsi des séquences orthogonales transmises par des antennes émettrices différentes.

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

Cette méthode est très attractive car elle n'exige pas la connaissance de l'état du canal (**CSI**) même si cela peut réduire la capacité de transmission des données. Le gain de diversité résultant améliore la fiabilité des liaisons sans fil à évanouissements et améliore la qualité de la transmission. Il est à noter que ce type de codage n'améliore pas la capacité de transmission linéairement avec le nombre d'éléments utilisés. Ainsi pour améliorer à la fois la capacité et la qualité [50].

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.

III.4. Système MIMO à base de Multiplexage spatial (SDM: Techniques d'émission)

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

Le principe du multiplexage spatial est l'agencement sans redondance de la séquence d'information suivant l'axe spatial. Le système transmet alors N_t fois plus de symboles utiles par unité de temps qu'un système **SISO**.

Un tel système a été proposé par **Foschini** [46] en 1996, l'architecture de ce premier système **MIMO**, est appelé **D-BLAST**. Par la suite **Foschini** et **Wolniansky** proposent deux schémas de codage plus réalistes [57], appelé **V-BLAST** et **HBLAST**. Pour pouvoir être décodés, ces codes **BLAST** doivent utiliser au moins autant d'antennes en réception qu'en émission.

Les systèmes **MIMO** sont considérés comme une technologie capable de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande. Ce type de système **MIMO** est réalisé dans le but d'augmenter le débit de transmission.

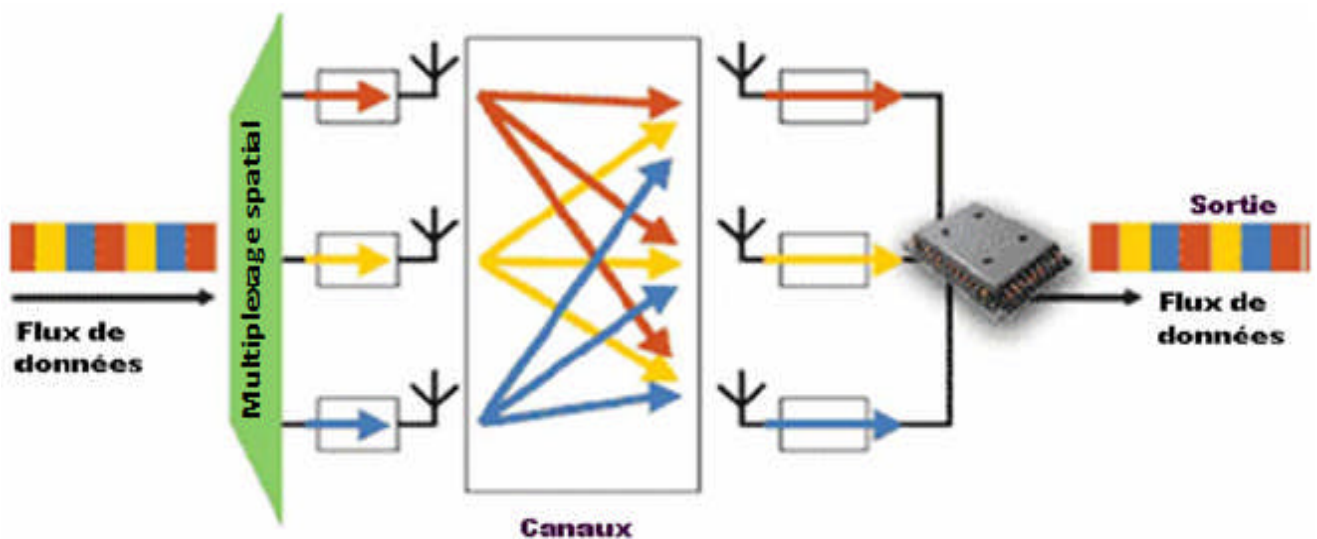


Figure III.8: Principe du multiplexage spatial

III.4.1. D-BLAST

FOSCHINI a proposé dans [58] une architecture (Figure III.6) à multiplexage spatial de manière à exploiter de façon optimale la diversité et la capacité. Dans cette architecture, les symboles sont détectés successivement par antenne d'émission. C'est une architecture diagonale nommée **D-BLAST**.

Le flux de données est démultiplexé en entrée en M sous-flux ayant le même débit. Chaque sous flux est ensuite codé (de la redondance peut être introduite suivant le codeur canal utilisé), mais il n'y a pas d'échanges d'informations entre ces codeurs. Puis les sous-flux sont modulés. Le système est plus résistant aux effets d'évanouissements du canal grâce au fait de transmettre un sous-flux en utilisant toutes les antennes possibles.

Comparé aux autres structures, L'architecture **D-BLAST** est plus complexe que l'**H-BLAST** et très similaire à celle du **V-BLAST**. La différence principale est dans la façon dont les signaux sont transmis sur des différentes antennes. Dans cette architecture les symboles codés d'une sous-chaîne occupent une diagonale de la matrice de transmission.

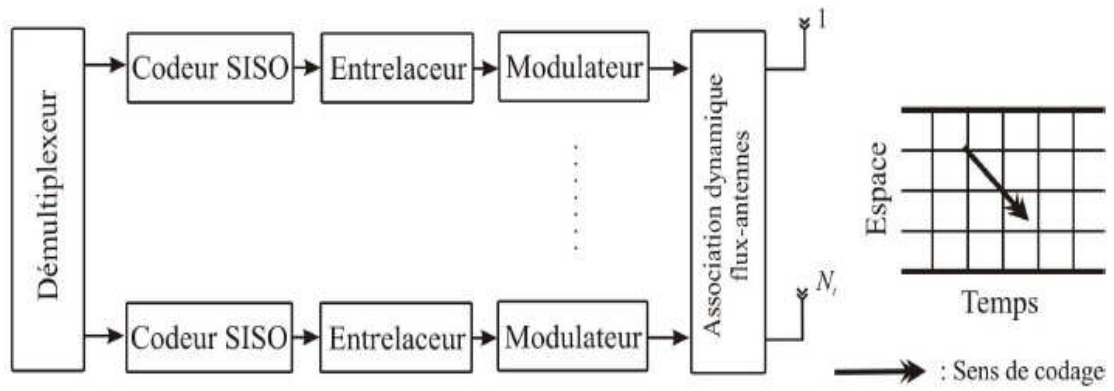


Figure III.9: Architecture d'un transmetteur D-BLAST

Cette structure permet de mieux résister aux atténuations du canal, cependant la complexité de son décodage la rend peu attrayante. Le schéma (Figure III.11) fait ressortir la complexité de cette architecture verticale et son manque d'efficacité due à une partie nulle de la matrice ralentissant ainsi la transmission [59]:

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ c_1^{N_t} & c_2^{N_t} & \dots \end{pmatrix} \xrightarrow{\text{Entrelacement spatial}} \begin{pmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \dots & c_1^{N_t} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2^1 & c_2^2 & \dots & c_2^{N_t} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & c_{N_t}^1 & c_{N_t}^2 & \dots & c_{N_t}^{N_t} \end{pmatrix}$$

Figure III.10 : Schéma représentant le processus d'un émetteur D-BLAST

Cette architecture permet d'obtenir un débit proche de la capacité mais elle possède une structure de codeur et décodeur plus complexe. Pour réduire la complexité, **Foschini** et **Wolniansky** proposent un système qu'ils nomment **V-BLAST** ou **H-BLAST** et qui a la particularité d'être plus simple à mettre en œuvre que **D-BLAST**.

III.4.2. V-BLAST

La structure **V-BLAST** (Vertical **BLAST**) est la version la plus populaire où chaque couche est associée à une seule antenne de transmission. Comme il [47] [60] peut être vu comme une classe spéciale des codes démultiplexage spatial, consiste à diviser le flux de données à l'entrée en plusieurs sous-flux, ces derniers sont transmis sur des antennes différentes. Cette architecture vise principalement à augmenter la capacité du système. Le principe de cet algorithme (Figure III.12) simplifié est le suivant :

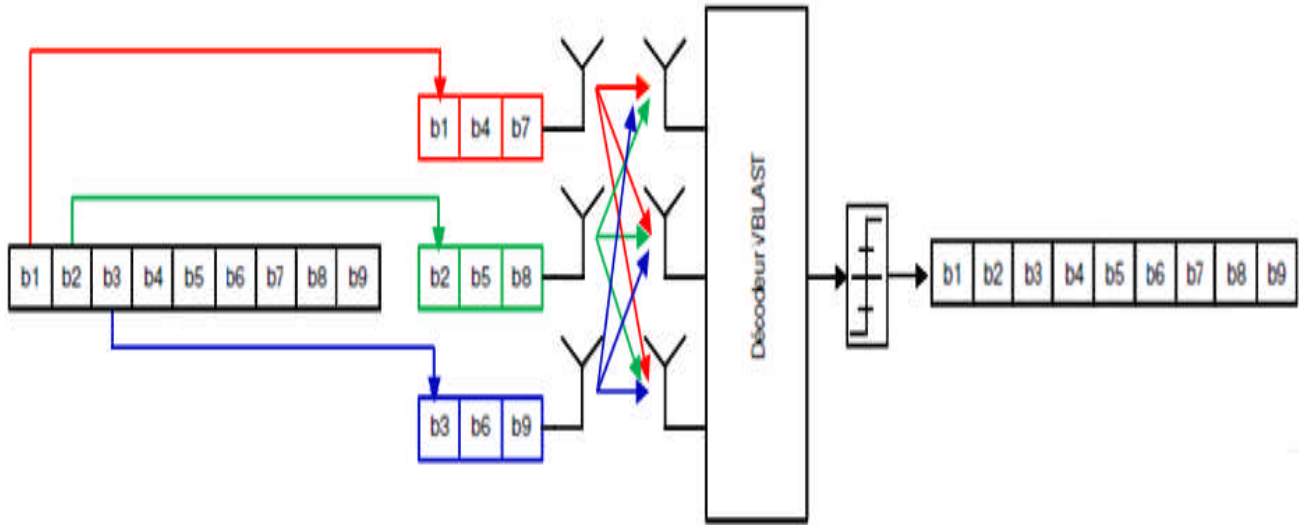


Figure III.11 : Principe de l'architecture de modulation V-BLAST.

L'architecture **V-BLAST** est la plus simple et la seule qui n'utilise pas de technique de codage. En effet, cette architecture verticale (Figure III.13) est simplement composée d'un démultiplexeur, permettant de diviser la chaîne binaire en N_t sous-chaînes munies chacune d'un modulateur indépendant.

Les sous-chaînes de symboles résultantes sont ensuite transmises sur l'antenne d'émission qui leur est associée en faisant la suppression successive d'interférences. L'ordre de détection des signaux se fait par **SNR** décroissant.

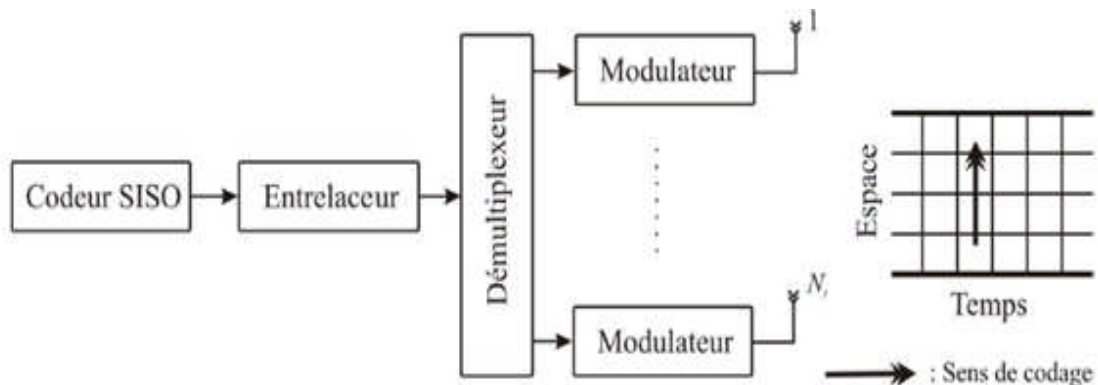


Figure III.12: Architecture V-BLAST (Multiplexage pour couches verticales)

Le schéma (Figure III.14) représente le processus que subit la chaîne binaire :

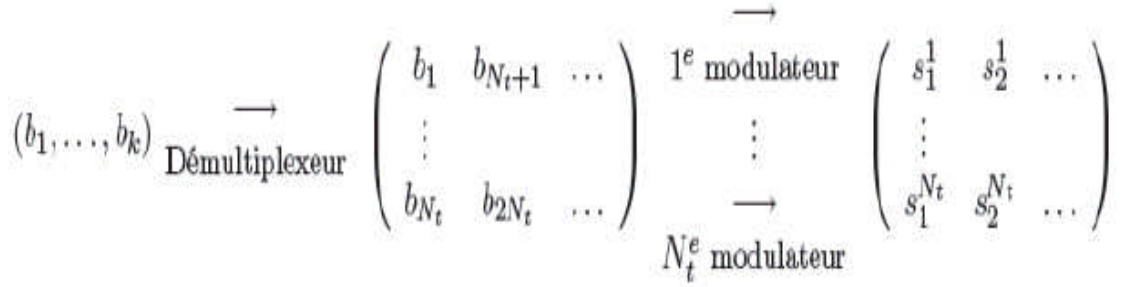


Figure III.13: Schéma représentant le processus d'un émetteur V-BLAST

III.4.3. H-BLAST

L'architecture d'un transmetteur **H-BLAST** est très proche de celle du **V-BLAST**, comme illustré sur la Figure III.12. Elle utilise les mêmes blocs que **V-BLAST** sauf l'ordre de rangement de ces blocs [61].

Cette architecture horizontale [62] découpe directement la chaîne d'information en n_T sous-chaînes puis chacune est codée indépendamment. Après avoir été modulé, chaque sous-chaîne est transmise simultanément par son antenne (figure III.15).

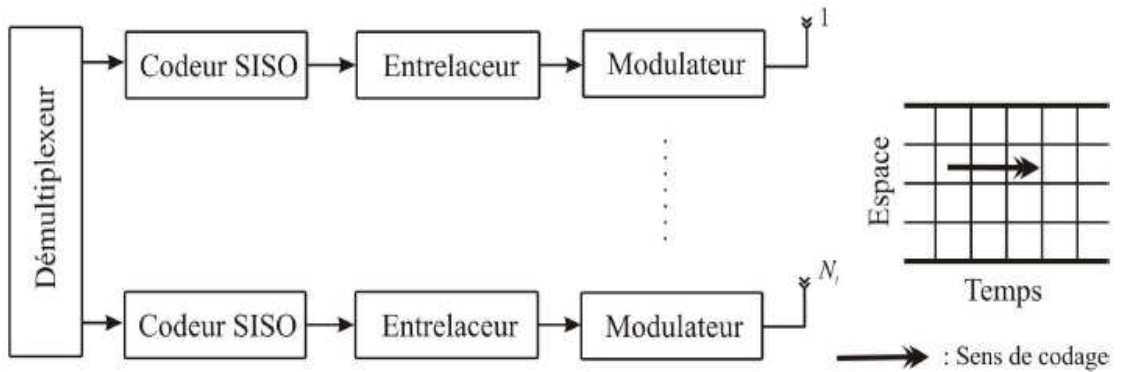


Figure III.14: Architecture H-BLAST (Multiplexage pour couches horizontales)

Le schéma (figure III.16) fait ressortir cette architecture horizontale. Soit $(b_1, \dots, b_k)$ les bits d'information à transmettre et $(c_1^l, \dots, c_k^l)$ chaîne de symboles codés par l' $l^{ième}$ codeur est transmise sur l' $l^{ième}$ antenne. Le processus peut être représenté sous la forme de diagramme :

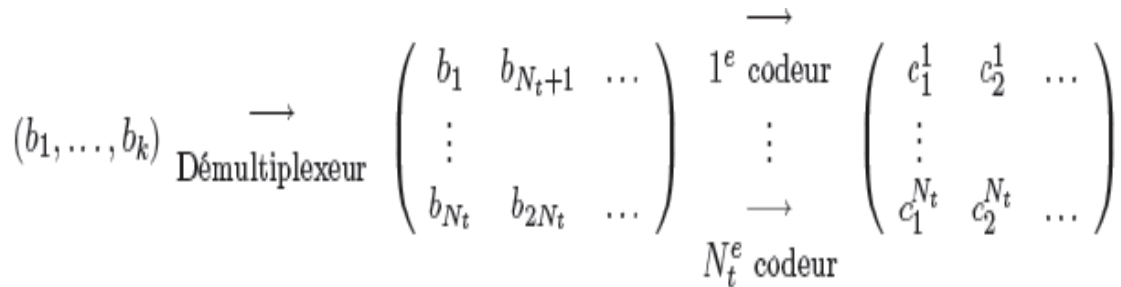


Figure III.15: Schéma représentant le processus d'un émetteur H-BLAST

III.5. Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO (Techniques de réception)

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/MMSE**).

L'algorithme de réception proposé pour le système **V-BLAST** original dans [63] essaie d'éliminer successivement les interférences (**OSIC**) 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 un bon nombre d'algorithmes sous-optimaux basés sur le **MV** ou sur la distance euclidienne minimale.

Le choix d'une technique repose sur deux critères [61], les performances doivent être les moins dégradées possibles par rapport à une détection optimale en termes de taux d'erreurs et la mise en œuvre doit être la moins complexe possible.

III.5.1. Critère de forçage à zéro (ZF)

Le récepteur linéaire le plus simple et aussi le moins performant est le récepteur basé sur le critère de forçage à zéro **ZF** [55]. Le **ZF** est un filtre numérique à **RIF** pour compenser la réponse du canal qui tente d'inverser exactement la fonction de transfert du canal (ou la matrice). Ceci résulte donc sur l'annulation des interférences entre symboles (cette annulation complète peut dégrader les performances en augmentant le bruit). Autrement dit, le **ZF** cherche principalement à supprimer les contributions des autres émetteurs sur chaque symbole. Ceci revient à inverse tout simplement la matrice de transfert de canal. L'opération d'égalisation s'écrit :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{y} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{y} \quad \text{III.11}$$

Le **ZF** est une méthode d'égalisation qui ne considère pas l'effet du bruit. L'inconvénient de cette technique est l'augmentation du niveau de bruit pour les faibles **SNR**. Dans ce cas, un autre type de filtrage linéaire est nécessaire.

III.5.2. Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) MMSE

L'égaliseur à **ZF** résout le problème en faisant abstraction du bruit d'observation, l'idée de l'égaliseur à erreur quadratique minimale (**EQM**) est de minimiser l'erreur quadratique entre la séquence d'entrée (symboles) et celui des symboles estimés.

À la différence de la détection **ZF**, cette technique prend en considération à la fois le bruit additif et l'interférence entre symboles. Ce récepteur résiste mieux au bruit que le récepteur **ZF**, à haut **SNR**, le récepteur **MMSE** (**EQMM**) tend vers le récepteur **ZF**. La prise en compte du bruit améliore sensiblement les performances [64]. L'erreur quadratique moyenne est donnée par :

$$\epsilon = \mathcal{E}\{(s - \hat{s})^*(s - \hat{s})\} \quad \text{III. 12}$$

Dans ce cas, on estime s grâce à la relation:

$$\hat{s} = \frac{\rho}{N_t} H^* \left(\sigma^2 I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} H H^* \right)^{-1} y \quad \text{III. 13}$$

Dans laquelle on suppose que $\mathcal{E}\{ss^*\} = \rho/N_t I_t$ et $\mathcal{E}\{nn^*\} = \sigma_n^2 I_{N_r}$; Le récepteur **EQMM** est moins sensible au bruit mais il sépare moins bien les signaux. Dans le cas d'un **RSB** élevé ($\sigma_n^2 \approx 0$) le récepteur **EQMM** converge vers le récepteur **ZF**.

III.5.3. Détecteur à annulation successive d'interférence (ASI)

Les égaliseurs **ZF** et **MMSE** n'étant pas toujours satisfaisants. Ainsi, Golden et Foschini ont proposé dans un algorithme basé sur un critère **ZF** ou **MMSE** à retour de décision afin de décoder les codes **BLAST**.

Le principe de cet algorithme appelé **ASI**, basé sur "l'annulation des symboles" est assez simple: la contribution du symbole s qui vient d'être détecté et soustraite du vecteur reçu, ce qui donne un vecteur contenant moins d'interférences. L'ordre dans lequel sont détectés les symboles joue un rôle important sur les performances du système. Le symbole transmis sur la voie de données ayant la plus forte puissance est décodé en premier. Une fois décodé, sa contribution est annulée sur le vecteur reçu, l'opération est ensuite répétée jusqu'à l'obtention de tous les symboles transmis.

Comme tous les égaliseurs à retour de décision, l'**ASI** a l'inconvénient de propager les erreurs. Ainsi de nombreux algorithmes d'amélioration ont été proposés [59]. Cet algorithme de détection utilise la non-linéarité et exploite ainsi la synchronisation inhérente au modèle.

III.5.4. Récepteur à maximum de vraisemblance (MV) ML

Le **MV** est une stratégie indispensable et significative dans la théorie des correcteurs d'erreurs [12]. Dans les systèmes **MIMO**, le récepteur du **MV** demande une importante puissance de calcul, en particulier lorsque le nombre d'antennes et la taille de l'alphabet des symboles sont grands. Le récepteur du **MV** offre les meilleures performances en **TEB**. Un effet, il est optimal si les vecteurs émis s sont équiprobables, ce qui est le cas puisque les symboles s_i sont équiprobables et que les N voies émises en parallèles sont indépendantes.

La détection à **MV** consiste à rechercher parmi tous les symboles possibles de la constellation celui qui minimise la distance euclidienne avec le symbole reçu. Il s'exprime classiquement de la façon suivante :

$$\hat{s} = \underset{s}{\operatorname{argmin}} \|y - H \cdot s\|^2 \quad \text{III.14}$$

L'algorithme de **Viterbi** est en général utilisé lors de la mise en œuvre du décodage au **MV** [65], en particulier dans le cas des codes **STT**. La complexité de cet algorithme croît exponentiellement avec le nombre N_t et le nombre M . Il est possible de réduire cette complexité en utilisant un décodage par sphère. Il existe un autre moyen de détection de plus faible complexité. Il consiste à appliquer un filtrage linéaire sur le signal reçu.

III.5. 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.

Chapitre *IV*

Etude Du Systeme Mimo-Vblast
Dans
Un Contexte Large Bande

IV.1. Introduction

Les systèmes cellulaires de troisième génération sont conçus pour soutenir les services large bande comme l'accès Internet, la vidéo et image de haute qualité de transmission avec la même qualité que les réseaux fixes. Les efforts de recherche sont en cours depuis plus d'une décennie pour introduire la multimédia à grande capacités dans les communications mobiles.

Les différents organismes de normalisation et les organes directeurs tentent d'intégrer une large variété de propositions pour des systèmes cellulaires de troisième génération. L'un des approches prometteuses de la **3G** est de combiner une interface air **CDMA** large bande **WCDMA** avec le réseau fixe de **GSM**.

Plusieurs propositions de soutien **WCDMA** ont été soumises à **UIT** et sa norme **3G IMT2000**. Tous ces systèmes tentent de profiter de la techniques **WCDMA** sans ignorer les nombreux avantages des réseaux **GSM** existants. La norme qui a été émergée est basée sur l'**ETSI (UMTS)** et est communément appelé **UMTS (UTRA)**. Le régime d'accès des **UTRA** est **DSSSS**.

Nous proposons dans le cadre de cette étude en utilisant le logiciel **MATLAB 7.12.0** des simulations liée à la mise en œuvre d'un système **MIMO-VBLAST** dans un contexte **WCDMA**.

IV.2. Etude d'une chaîne de transmission WCDMA

L'information est étalée sur une bande d'environ 5 MHz. Cette grande largeur de bande a donné lieu à la dénomination **CDMA** à large bande ou **WCDMA**.

Il existe deux modes différentes, à savoir: **FDD** et **TDD**. Nous avons étudié un système **WCDMA** fonctionnant en Mode **FDD**. Ainsi, toute la description du système ici est valable pour le mode **FDD** seulement.

Cette partie de travail fournit une description du réseau d'accès radio d'un système **WCDMA** fonctionnant en mode **FDD** dans la couche 1 (également nommé comme couche physique).

WCDMA définit deux canaux physiques dédiés dans les deux liens: le canal dédié de donnée **DPDCH** pour transporter des données dédiées à la couche 2, et le canal dédié de contrôle **DPCCH** pour mener une couche d'informations de contrôle.

En outre, il existe des canaux physiques communs définis comme: primaire et secondaires qui sont des canaux physiques de contrôle commun **CCPCH**, des canaux de synchronisation **SCH** pour rechercher les cellules et les canaux physique d'accès aléatoire **PRACH**.

IV.2.1. Emetteur WCDMA

La transmission des données dans une chaîne de transmission **WCDMA** est réalisée en introduisant plusieurs canaux physiques **DPDCH**, chacun est employé pour un service spécifique tel que la voix-**IP**, la téléphonie, les applications haut débit ...etc. Le contrôle de ces canaux physiques est réalisé par un canal appelé le canal de control : **DPCCH**.

Le schéma de transmission de la technique **WCDMA** 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 control sont respectivement et indépendamment étalés par des codes **OVSF** distincts de longueur **SF**. Les codes **OVSF** appliqués sont orthogonaux entre eux. Ils permettent ainsi de distinguer au récepteur les sources d'informations et donc de faciliter le processus de réception. Puis, un deuxième niveau de codage est appliqué «code d'embrouillage court» pour distinguer l'utilisateur des autres transmettant dans la même bande de fréquences.

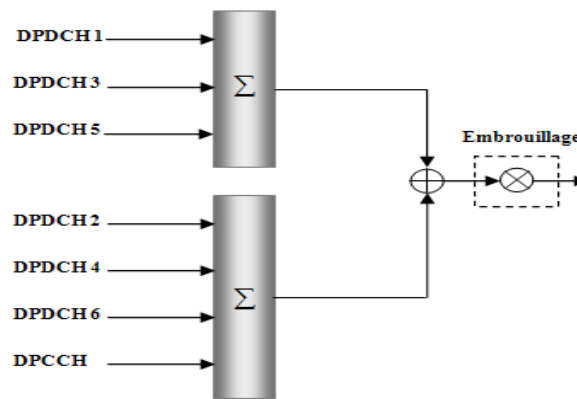


Figure IV.1 : Transmission sur plusieurs canaux DPDCH.

IV.2.2. Récepteur WCDMA

À la réception, toutes ces opérations vont se refaire (Dé-embrouillage, Dé-canalisation) afin de pouvoir récupérer le message original.

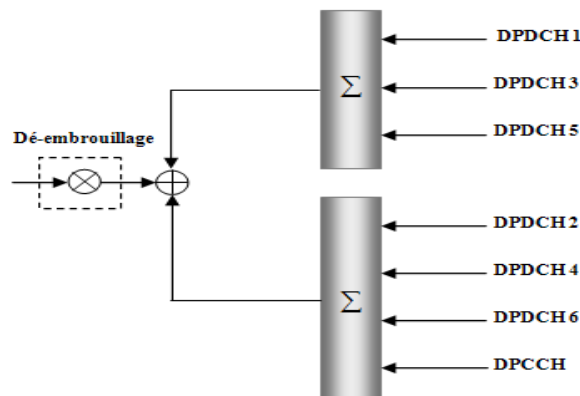


Figure IV.2 : Réception sur plusieurs canaux DPDCH.

IV.3. Principe de l'association MIMO-WCDMA

L'une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale d'une communication radio, est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception. Nous considérons un système **MIMO** utilisant la technique **WCDMA**, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de M_t et M_r antennes. Les antennes sont alignées et uniformément espacées selon la configuration la plus communément utilisée, appelée en anglais **ULA**. La distance relative entre deux antennes adjacentes est donnée par : $\Delta = \frac{1}{2} \lambda$. La **figure IV.3** Présente le schéma de principe d'un système **MIMO-WCDMA** considéré dans ce chapitre.

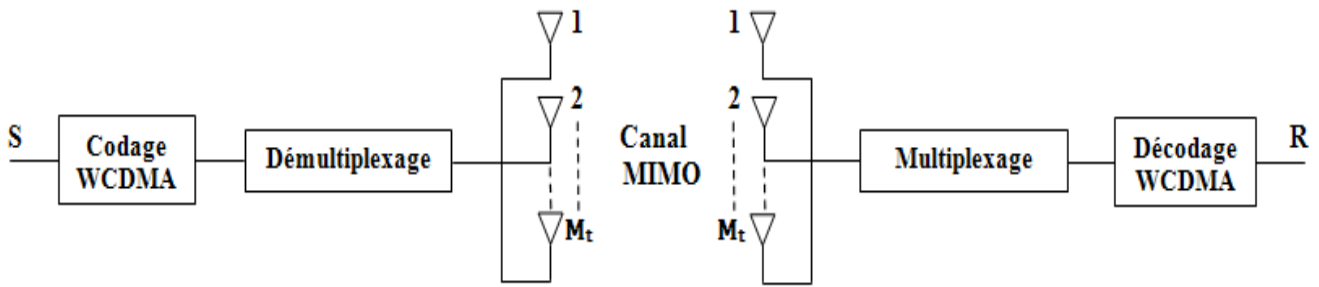


Figure IV.3: Canal MIMO-WCDMA

L'idée de l'association de système **MIMO-VBLAST** avec la technique **WCDMA** présentée dans la figure **IV.3**, consiste premièrement à étaler les données des utilisateurs par leurs séquences d'étalement de Walsh-Hadamard. Les chips obtenus sont par la suite dé-multiplexés sur les antennes d'émission ensuite modulés après une conversion série parallèle.

Au niveau de la réception, le traitement des symboles reçus est effectué dans une première étape par le récepteur **VBLAST** pour détecter les échantillons reçus. Le vecteur des échantillons est passé à travers le démodulateur puis le système inverse de l'étalement de spectre pour décoder les symboles désirés de chaque utilisateur.

IV.4. Le système MIMO-VBLAST-WCDMA

Le traitement d'un système **WCDMA** est à présent clairement défini. Dans le cadre de notre étude, nous proposons une combinaison entre les systèmes multi antennaires avec la technique **WCDMA**.

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 basé sur la première technique d'émission « Multiplexage spatial » utilisée dans le contexte **MIMO**. **Foschini** a proposé un premier schéma **BLAST** exploitant le multiplexage spatio-temporel dans un système multi-antennes. La technique utilisée est appelée **VBLAST** qui peut être vu comme une classe spéciale des codes de démultiplexage spatial, consiste à diviser le flux de données à l'entrée en plusieurs sous-flux. Ces derniers sont transmis sur des antennes différentes. Cette architecture vise principalement à augmenter la capacité du système.

La structure proposée par **Foschini** (Foschini, 1996 ; Golden 1999), montre que le **VBLAST**, emploie la structure à annulation successive d'interférences basée sur une égalisation soit par forçage à zéro ou par minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Cet algorithme augmente les performances de l'estimateur au détriment d'une complexité accrue au récepteur.

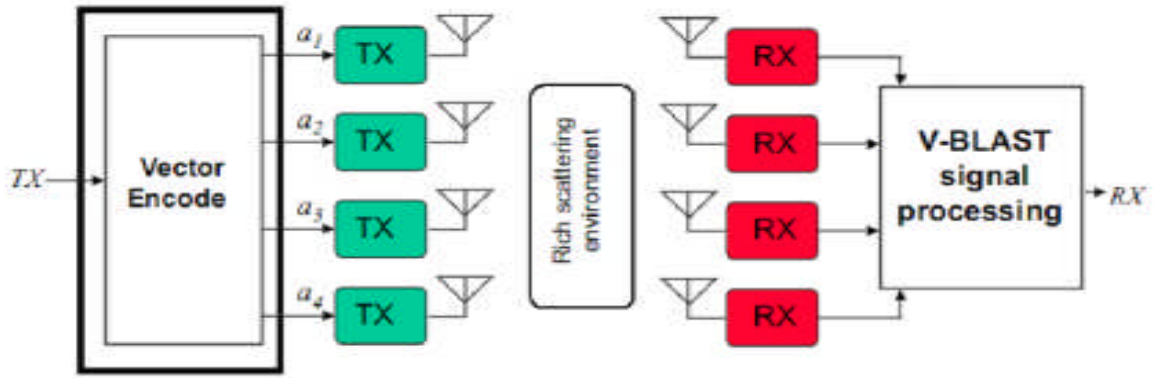


Figure IV.4 : Le model du système VBLAST

Dans un premier temps, on considère le cas où le nombre d'antennes de réception est égal au nombre d'antennes d'émission : $M = N$. On généralisera les résultats obtenus au cas général où $M \neq N$.

Nous présentons maintenant une méthode itérative pour estimer simultanément toutes les signaux émis. L'idée de base est de transformer H en une matrice triangulaire supérieure R ce qui permettra d'estimer de façon itérative les symboles transmis.

On utilise une décomposition de la matrice H sous la forme : $H = QR$, où Q est une matrice unitaire : $Q^*Q = \mathbf{1}$, où R est une matrice triangulaire supérieure $R = [r_{ij}] (r_{ij} = 0 \text{ pour } i > j)$ [22]. L'équation $Y = HX + \eta$ peut alors s'écrire :

$$Y = HX + \eta = QRx + N \quad \text{IV.1}$$

La transformation $Q Q^*$, où Q^* est la matrice hermitienne de Q préserve la norme euclidienne. C'est-à-dire que pour chaque vecteur v on peut écrire :

$$|Q^*v|^2 = (Q^*v)^* \cdot (Q^*v) = v^*(Q \cdot Q^*) v = v^* \cdot v = v^2 \quad \text{IV.2}$$

Ainsi si on multiplie un vecteur par $\mathbf{Q}^*$, sa norme demeure inchangé. Egalement si on multiplie les deux côtés d'une égalité par $\mathbf{Q}^*$ l'égalité des normes demeurent. Dans le contexte étudié ici on multiplie le signal reçu par $\mathbf{Q}^*$. En multipliant l'équation $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \boldsymbol{\eta} = \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{N}$ par $\mathbf{Q}^*$ on arrive à :

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}^*\mathbf{Y} = \mathbf{Q}^*(\mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{N} \quad \text{IV.3}$$

Les caractéristiques du bruit sont inchangées, il reste gaussien centré avec la même variance. Ceci est vérifié car l'opérateur $\mathbf{Q}^*$ est une matrice unitaire. On peut réécrire $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}^*\mathbf{Y}$ en considérant la forme triangulaire de $\mathbf{R}$:

$$\begin{pmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \vdots \\ \tilde{y}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & \cdots & r_{1N} \\ \mathbf{0} & r_{22} & \cdots & r_{2N} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & r_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \\ \vdots \\ \tilde{n}_N \end{pmatrix} \quad \text{IV.4}$$

À chaque étape on suppose que la décision précédente est correcte. L'algorithme dans le domaine spatial (antenne) peut être décrit de la façon suivante :

$$\left. \begin{array}{ll} \tilde{y}_N &= r_{NN} \cdot x_N + \tilde{n}_N \quad \rightarrow \text{On obtient } \tilde{x}_N \\ \tilde{y}_{(N-1)} &= r_{(N-1)(N-1)} \cdot x_{(N-1)} + r_{(N-1)N} \cdot x_N + \tilde{n}_{(N-1)} \rightarrow \text{On obtient } \tilde{x}_{(N-1)} \\ \vdots & \quad \quad \quad \rightarrow \quad \quad \quad \vdots \\ \tilde{y}_1 &= r_{11} \cdot x_1 + \sum_{j=2}^N r_{1j} \cdot x_j + \tilde{n}_1 \quad \rightarrow \text{On obtient } \tilde{x}_1 \end{array} \right\} \quad \text{IV.5}$$

Donc, à partir de la première ligne de l'équation précédente ($\tilde{y}_N = r_{NN}x_N + \tilde{n}_N \rightarrow \text{On obtient } \tilde{x}_N$), $\tilde{x}_N$ peut être obtenu. En supposant $\tilde{x}_N$ correct, on peut donc mettre $x_N = \tilde{x}_N$ dans la deuxième ligne, alors on peut trouver l'estimation $\tilde{x}_{N-1}$. Egalement, en supposant qu'à la $i^{\text{ème}}$ étape on connaît déjà les valeurs de $\tilde{x}_N, \tilde{x}_{N-1}, \dots, \tilde{x}_{N-i+1}$ (les décisions précédentes sont correctes), on a :

$$\tilde{y}_{N-i+1} = r_{(N-i+1)(N-i+1)}x_{(N-i+1)} + \sum_{j=N-i+2}^N r_{(N-i+1)j}\tilde{x}_j + \tilde{n}_{N-i+1} \quad \text{IV.6}$$

$$\Rightarrow r_{(N-i+1)(N-i+1)}x_{(N-i+1)} + \tilde{n}_{N-i+1} = \tilde{y}_{N-i+1} + \sum_{j=N-i+2}^N r_{(N-i+1)j}\tilde{x}_j \quad \text{IV.7}$$

L'algorithme utilisé ici comprend trois étapes :

- Suppression d'interfaces.
- Annulation d'interfaces.
- Détection.

En répétant le même processus jusqu'à la dernière ligne toutes les valeurs $\tilde{x}_N, \tilde{x}_{N-1}, \dots, \tilde{x}_1$ peuvent être obtenues.

➤ **Suppression d'interférences :**

On suppose que le récepteur a détecté les $(i - 1)$ premiers x_i . On note que le signal reçu :

$$Y = HX + \eta = QRx + N \quad \text{IV. 8}$$

On peut encore s'écrire [32] :

$$y = x_1 h_1 + x_2 h_2 + \dots + x_i h_i + \dots + x_N h_N + n \quad \text{IV. 9}$$

Où h_j est défini comme $[h^{1j}, h^{2j}, \dots, h^{Nj}]$ et $H = [h_1, h_2, \dots, h_N]$.

On considère que les $(i - 1)$ premières décisions étaient sans erreurs. On peut alors supprimer l'interface des composantes de x . On réécrit l'équation précédente :

$$y = (\tilde{x}_1 h_1 + \tilde{x}_2 h_2 + \dots + \tilde{x}_{i-1} h_{i-1}) + \tilde{x}_i h_i + (x_{i+1} h_{i+1} + \dots + x_N h_N) + n \quad \text{III. 1}$$

Dans cette expression, la première parenthèse contient seulement les termes correctement détectés, on les soustrait de y . le résultat est un $n - D$ vecteur, on le note u_i

$$u_i = (x_i \cdot h_i) + (x_{i+1} \cdot h_{i+1} + \dots + x_N \cdot h_N) + n \quad \text{IV. 10}$$

Soit :

$$u_i = y - \sum_{j=1}^{i-1} \tilde{x}_j h_j \quad \text{IV. 11}$$

Considérant u_i au lieu de y on aura :

$$u_i = [00 \dots x_i \cdot h_i \cdot x_{i+1} \cdot h_{i+1} \dots x_N] + n = H[00 \dots x_{i+1} x_{i+1} \dots x_N]^T + n \quad \text{IV. 12}$$

Dans chaque étape donc, on traite le vecteur u_i au lieu de y .

➤ **Annulation d'interférences :**

L'étape d'annulation d'interfaces libère le processus de détection x_i des autres symboles transmis simultanément $x_{i+1}, x_{i+2}, \dots, x_N$.

Cette étape peut s'exécuter en choisissant des vecteurs de poids $\mathbf{w}_i$, $i = 1, 2, \dots, N$ tels que [33] :

$$\mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_j = \delta_{ij} \quad \text{IV. 13}$$

Où $\mathbf{h}_j$ est la $j^{\text{ème}}$ colonne de $\mathbf{H}$ et δ est le delta Kronecker, où $\delta_{ij} = \begin{cases} 0 & j \neq i \\ 1 & j = i \end{cases}$ ce qui revient à dire :

$$\mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_j = \begin{cases} 0 & j \neq i \\ 1 & j = i \end{cases} \quad \text{IV. 14}$$

En considérant l'équation $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \boldsymbol{\eta}$ la décision pour la $i^{\text{ème}}$ couche est :

$$\mathbf{w}_i^T \mathbf{y} = \mathbf{w}_i^T (\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = (\mathbf{w}_i^T \mathbf{H})\mathbf{x} + \mathbf{w}_i^T \mathbf{n} \quad \text{IV. 15}$$

$$(\mathbf{w}_i^T \mathbf{H})\mathbf{x} = [0 \ 0 \ \dots \ 1 \ \dots \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} = x_i \quad \text{IV. 16}$$

$$\mathbf{w}_i^T \mathbf{y} = (\mathbf{w}_i^T \mathbf{H})\mathbf{x} + \mathbf{w}_i^T \mathbf{n} = x_i + \tilde{\mathbf{n}}_i = \tilde{x}_i \quad \text{IV. 17}$$

Ceci explique que le vecteur $\mathbf{w}_i^T$ est orthogonal au sous-espace de $\{\mathbf{h}_j\}$ d'où $j = i$ (dimensions $N - i$). C'est une conséquence directe de la suppression.

$$(\mathbf{w}_i^T \mathbf{H})\mathbf{u}_i = \begin{bmatrix} id \downarrow & id \downarrow & \dots & 1 \downarrow & 0 & \dots & 0 \downarrow \\ j=1 & j=2 & \dots & j=i & \dots & \dots & j=N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} = x_i \quad \text{IV. 18}$$

$$\mathbf{H}\mathbf{u}_i = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_i \ \dots \ \mathbf{h}_N] \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} = [0 \ 0 \ \dots \ \mathbf{h}_i \ \dots \ \mathbf{h}_N] \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} \quad \text{IV. 19}$$

Donc $\mathbf{H}\mathbf{u}_i = \mathbf{H}_{i-1}\mathbf{u}_i$, où $\mathbf{H}_{i-1}$ dénote la matrice obtenue en mettant les colonnes $1, 2, \dots, i-1$ à zéro. Par conséquent $\mathbf{w}_i^T$ vérifie l'équation suivante :

$$\mathbf{w}_i^T (\mathbf{H}_{i-1})_j = \begin{cases} 0 & j \neq i \\ 1 & j = i \end{cases} \quad \text{IV. 20}$$

II.5. Configuration MIMO-VBLAST-WCDMA

Afin d'améliorer les performances en terme du **BER**, pour cela, nous avons opté un **MIMO-VBLAST 2×2** dans un contexte large bande.

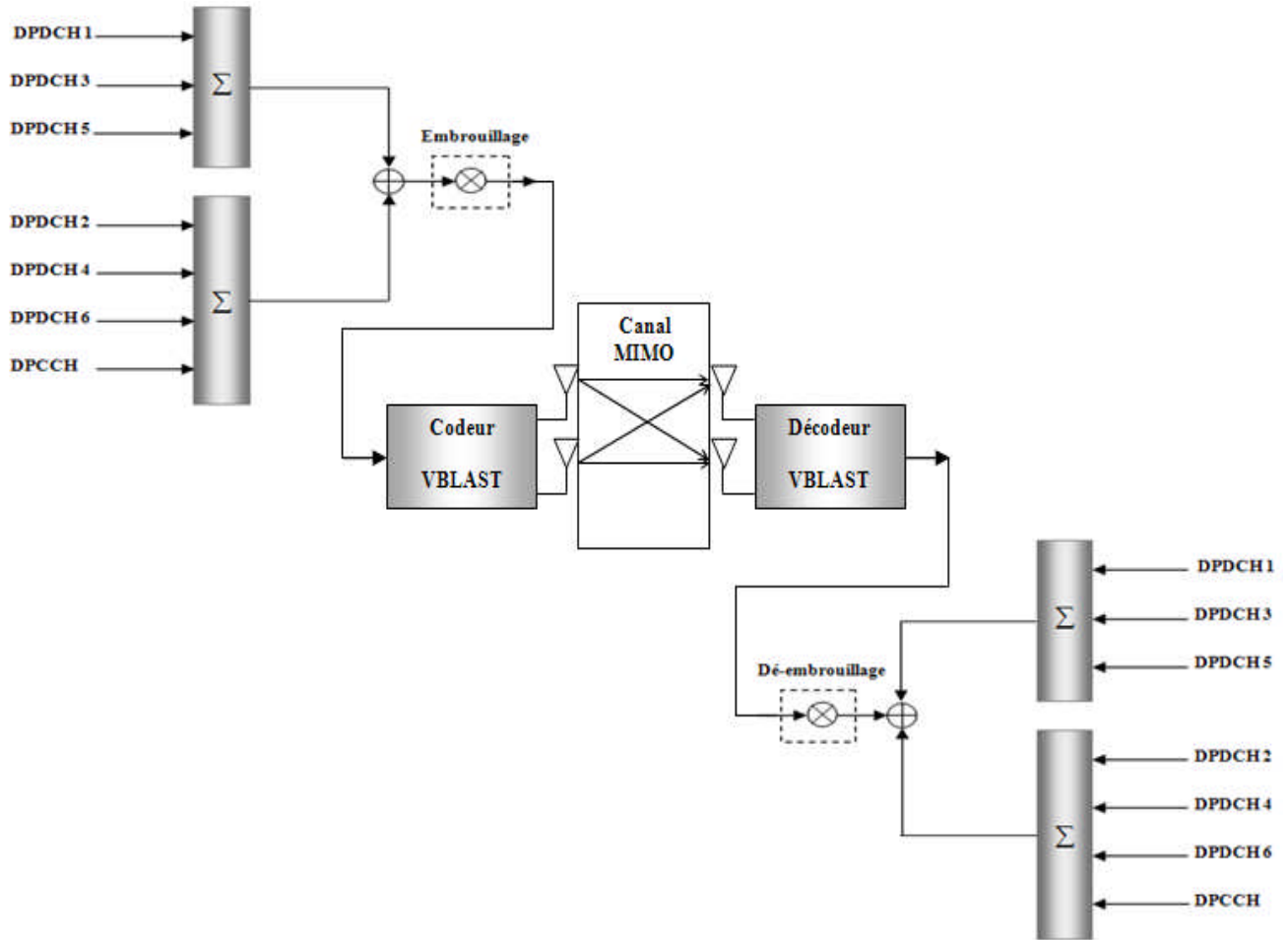


Figure IV.5: Configuration MIMO-VBLAST-WCDMA.

La configuration **MIMO-VBLAST-WCDMA** pour la transmission d'un flux de donnée est représentée par la figure IV.5. 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 **WCDMA** » et le bloc «codeur **VBLAST**», après le traitement du flux de données par le bloc **WCDMA** suivant les opérations de canalisations et d'embrouillage, il sera ensuite traité par le bloc **VBLAST** 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 **VBLAST**» qui a pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis à partir du signal reçu.

IV.6. Résultats et simulation de système MIMO-VBLAST-WCDMA

IV.6.1. Paramètres de simulation

- $U=6$: 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 [16, 32, 64, 128] ;
- La longueur de code d'embrouillage =256 ;
- La modulation utilisée **QPSK** ;
- Le bruit additif est considéré comme un bruit blanc gaussien **AWGN**;
- Les antennes d'émission et de réception sont égales $M = N = 2$.

IV.6.2. Performances du système MIMO-VBLAST :

La figure IV.7 présente un système de multiplexage spatial dans lequel le flux de données est subdivisé en sous-flux indépendants, un pour chaque antenne d'émission utilisé.

Pour un système **MIMO 2×2** , les symboles sont modulés en **QPSK** et chaque sous canal est un canal de Rayleigh. La figure si dessous montre les performances de système **MIMO-VBLAST** pour les deux détecteurs : **ZF**, **MMSE**.

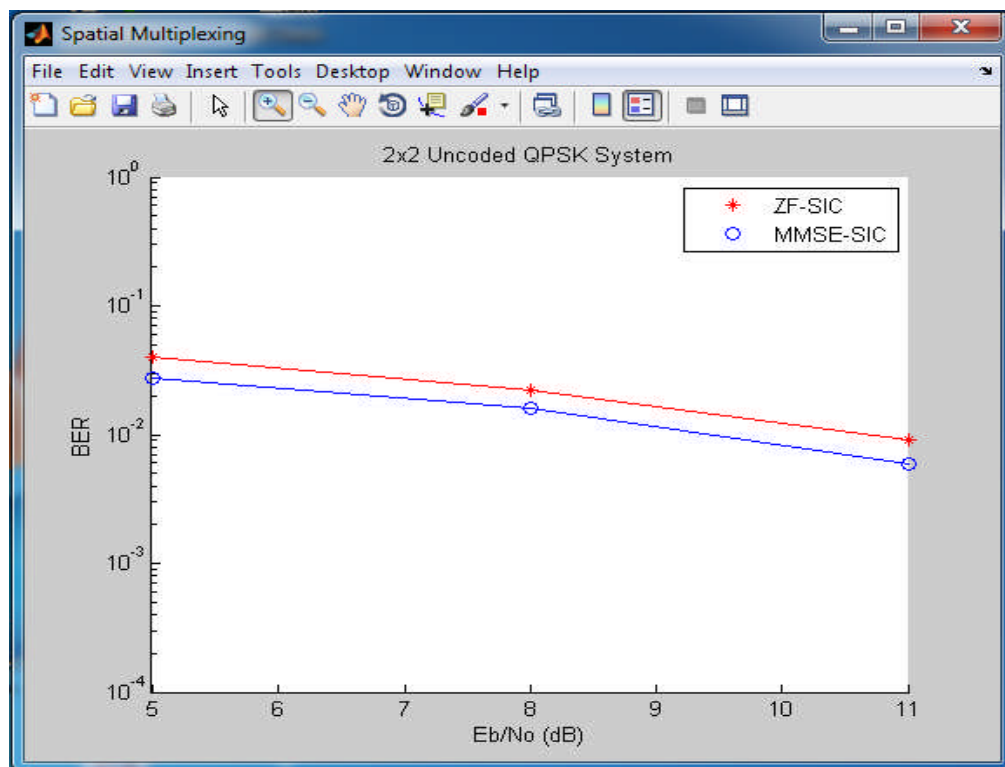


Figure IV.6 : Comparaison des performances des systèmes MIMO-VBLAST 2×2 avec les détecteurs ZF et MMSE.

Nous remarquons d'après ces résultats que les meilleures performances sont obtenues par le détecteur **MMSE**. Les mauvais résultats sont obtenus par le détecteur **ZF**.

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^{-2} pour **SNR** = **11dB** dans le cas d'un détecteur **MMSE**.

IV.6.3. Influence du facteur d'étalement

Considérons une chaîne de transmission **MIMO-VBLAST-WCDMA** comme illustré dans la **Figure IV.7** avec un **SF** appartenant à l'intervalle [16, 32, 64, 128] ; l'intérêt principale de cette partie d'étude est d'examiner l'influence de la longueur **SF** sur les performances du système **MIMO-VBLAST-WCDMA**.

IV.6.3.1. Critère ZF

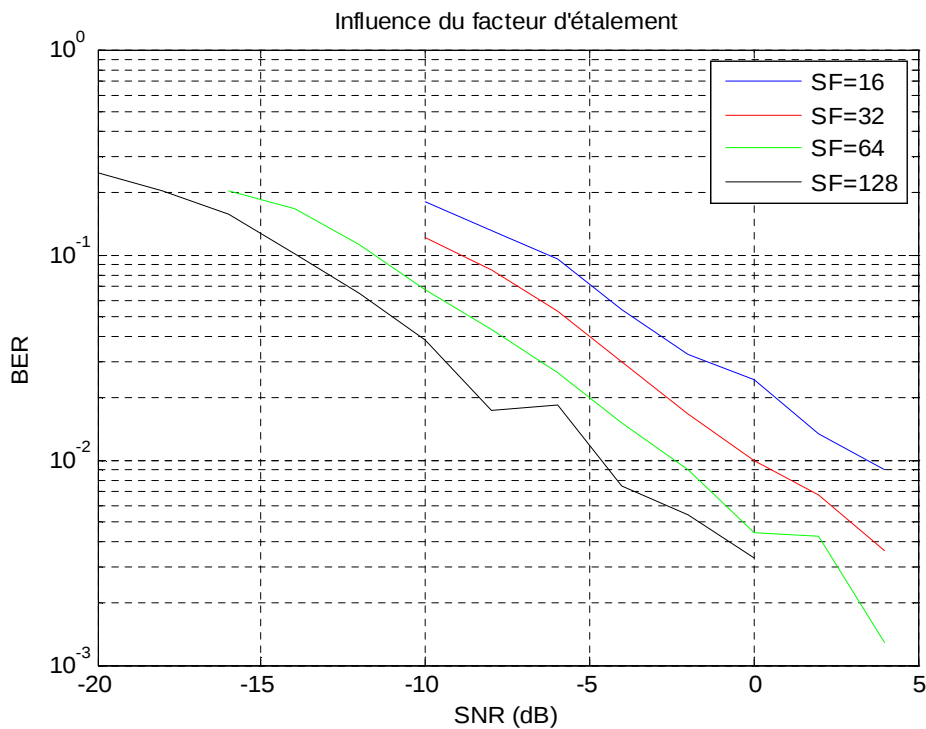


Figure IV.7 : Influence du SF pour un système MIMO-VBLAST-WCDMA avec la méthode ZF

Le taux d'erreur pour un système **MIMO-VBLAST-WCDMA**, pour un **SF** varie de 16, 32 et 64 est inférieur à 10^{-2} pour un **SNR** égal à 4 dB.

Cependant, pour un **SF** de 128 le **BER** chute plus rapidement et atteint des valeurs supérieures à 10^{-3} pour des **SNR** différents et s'arrête à 0 dB.

IV.6.3.2. Critère MMSE

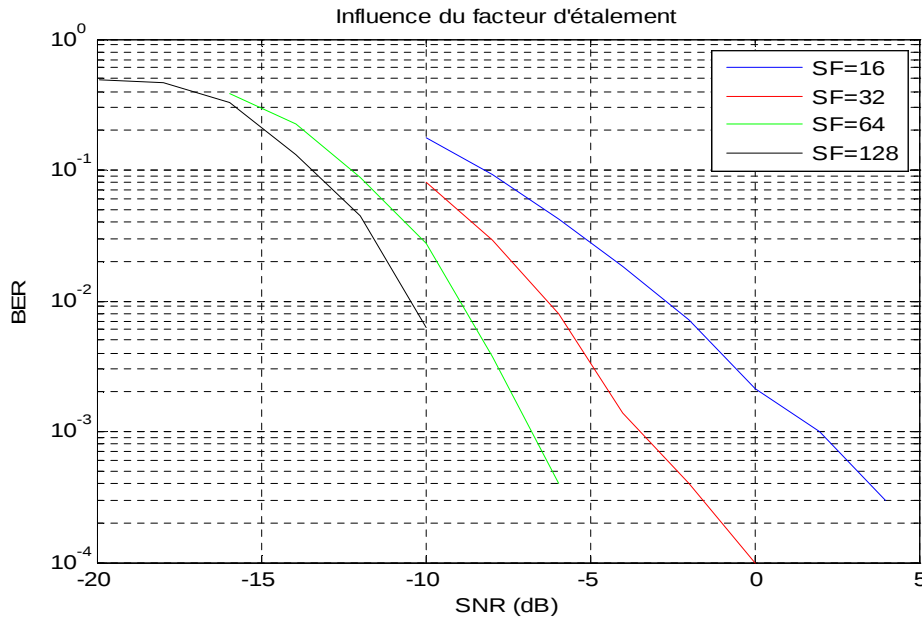


Figure IV.8 : Influence du SF pour un système MIMO-VBLAST-WCDMA avec la méthode MMSE

Le taux d'erreur pour un système **MIMO-VBLAST-WCDMA**, pour un **SF** de 16 et 64 est inférieur à 10^{-3} pour un **SNR** différent.

- $SF = 16 \Rightarrow$ Le **BER** est inférieur à 10^{-3} pour un $SNR = 4 \text{ dB}$.
- $SF = 64 \Rightarrow$ Le **BER** est inférieur à 10^{-3} pour un $SNR = -6 \text{ dB}$.
- $SF = 32 \Rightarrow$ Le taux d'erreur est égal à 10^{-4} pour un $SNR = 0 \text{ dB}$.

Cependant, pour un **SF** de 128, le **BER** chute plus rapidement et atteint des valeurs inférieures à 10^{-2} et s'arrête à $SNR = -10 \text{ dB}$.

IV.6.3.3. Les critères ZF et MMSE

Nous constatons des améliorations significatives en termes de **BER**, en augmentant le **SF**, ce qui garantit une meilleure qualité de transmission (Plus l'étalement est important, plus les interférences sont éliminées, et donc les performances du système sont meilleures).

Ces résultats s'expliquent par le fait que la probabilité de deux codes ait un chip unité en commun (donc qu'il puisse y avoir de l'**IAM**), est inversement proportionnelle à la longueur du code **SF**. Ainsi, plus le **SF** est grand, moins il y a d'**IAM**.

On remarque que la méthode **MMSE** est meilleure que **ZF** en termes de **BER**.

IV.6.4. Influence de l'ordre de modulation

IV.6.4.1. Critère ZF

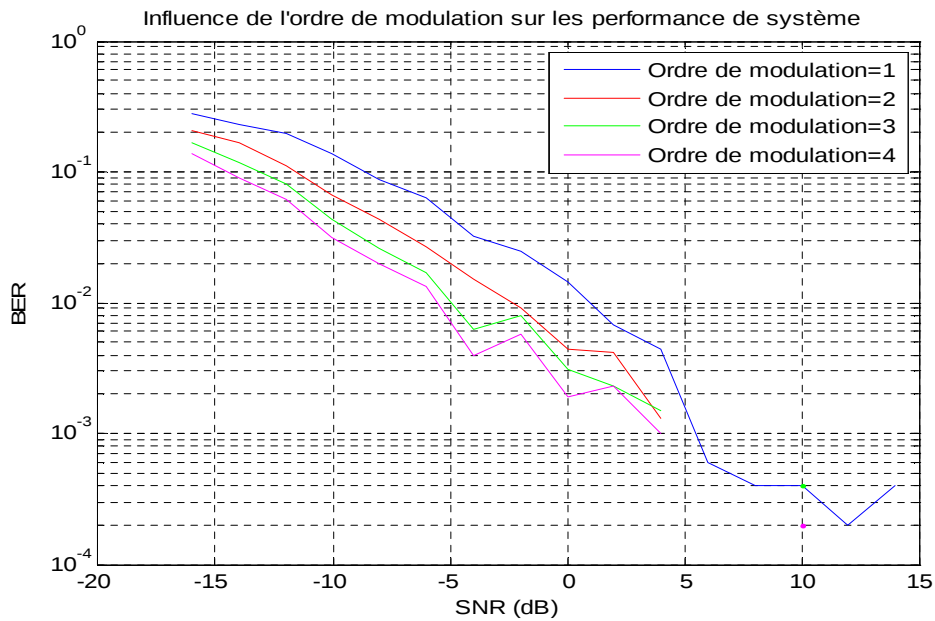


Figure IV.9 : Influence de l'ordre de modulation pour un système MIMO-VBLAST-WCDMA avec ZF

Le taux d'erreur pour un système **MIMO-VBLAST-WCDMA**, pour un ordre de modulation 1 est inférieur à 10^{-3} pour un SNR égal à 14 dB.

Cependant, pour un ordre de modulation 2, 3, 4, le **BER** chute plus rapidement et atteint la valeur supérieur à 10^{-3} et s'arrête à 4 dB.

IV.6.4.2. Critère MMSE

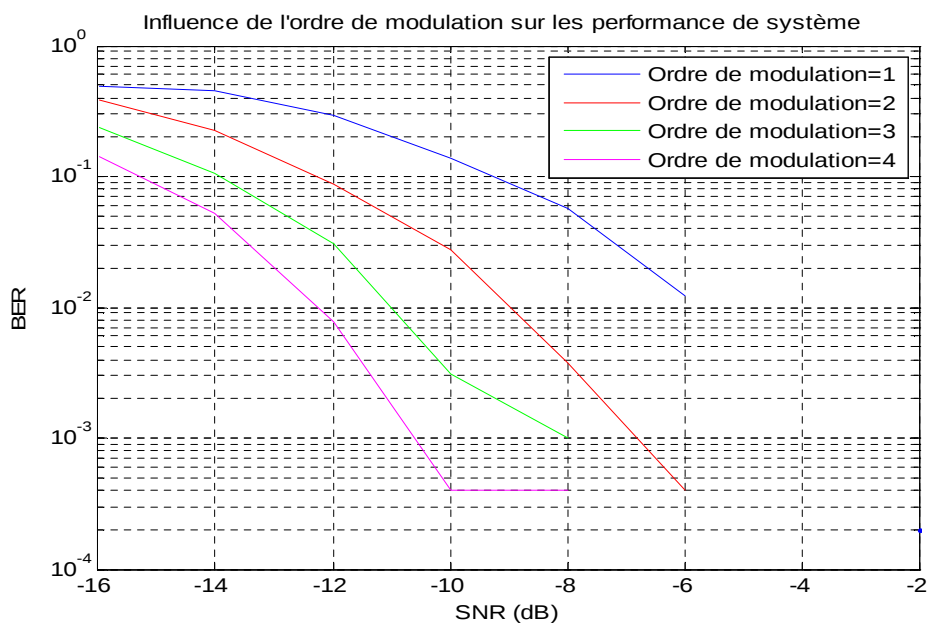


Figure IV.10 : Influence d'ordre de modulation pour un système MIMO-VBLAST-WCDMA avec MMSE

Le taux d'erreur pour un système **MIMO-VBLAST-WCDMA**, pour un ordre de modulation 1 est supérieur à 10^{-2} pour un **SNR** égal à -6 dB.

Cependant, pour un ordre de modulation 2, 3, 4, le BER chute plus rapidement et atteint la valeur inférieurs à 10^{-3} et reste constant pour un **SNR** entre [-10,-8] pour l'ordre de modulation 4.

IV.6.4.3. Les critères ZF et MMSE

Nous constatons des améliorations significatives en termes de **BER**, en augmentant le l'ordre de modulation, ce qui garantit une meilleure qualité de transmission.

On remarque que la méthode **MMSE** est meilleure que **ZF** en termes de **BER**.

IV.6.5. Etude comparative

Dans cette étude nous comparons les performances des systèmes **MIMO-VBLAST** et **MIMO-VBLAST-WCDMA** pour les deux critères **ZF** et **MMSE**.

Pour comparer ces performances, nous considérons un système **MIMO** (2×2) dans un canal **AWGN**. Les résultats de simulation sont présentés en termes de **BER** en fonction du **SNR**.

IV.6.5.1.Critère ZF

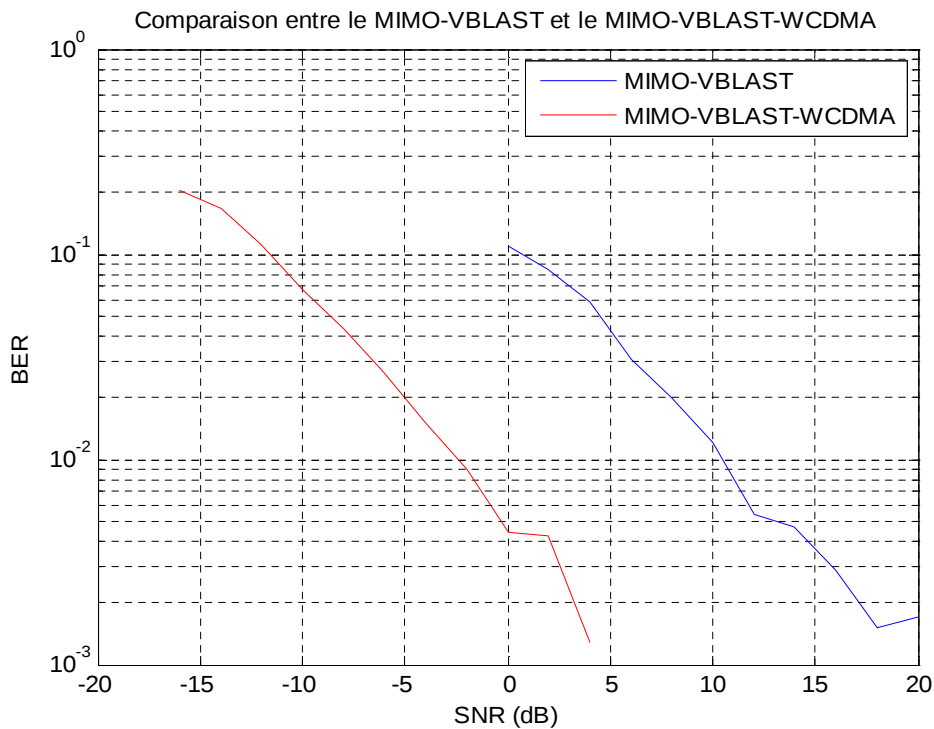


Figure IV.11 : Comparaison des performances entre ZF-MIMO-VBLAST et ZF-MIMO-VBLAST-WCDMA.

Le BER d'un système **MIMO-VBLAST** et **MIMO-VBLAST-WCDMA** basé sur le détecteur **ZF** sont inférieur à 10^{-2} , tandis que le SNR du **MIMO-VBLAST-WCDMA** est inférieur à celui du **MIMO-VBLAST**.

IV.6.5.2. Critère MMSE

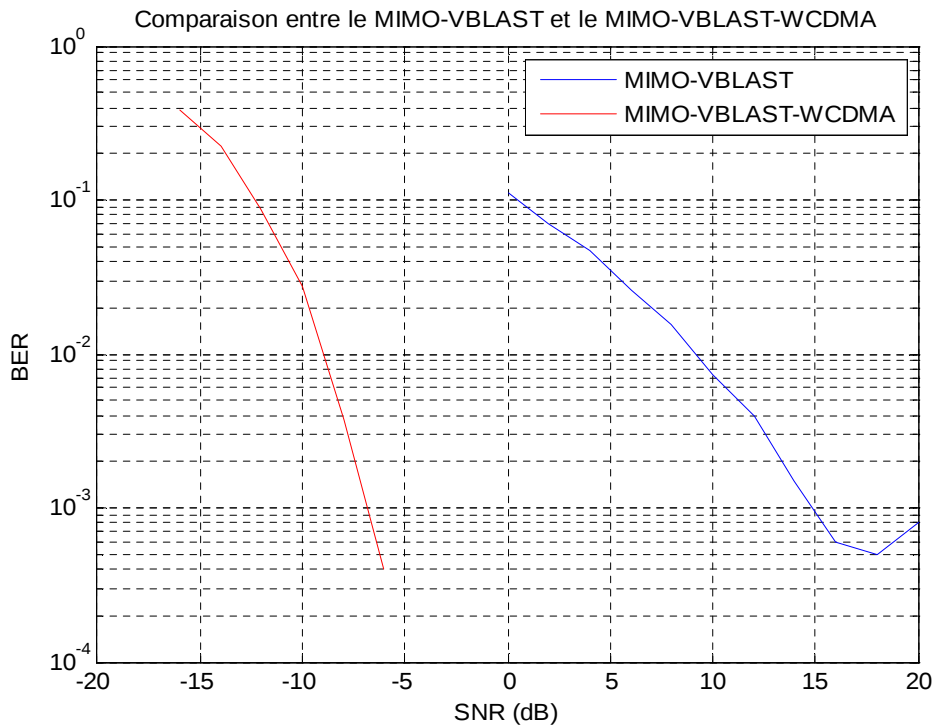


Figure IV.12 : Comparaison des performances entre MMSE-MIMO-VBLAST et MMSE-MIMO-VBLAST-WCDMA

Le BER d'un système **MIMO-VBLAST** et **MIMO-VBLAST-WCDMA** basé sur le détecteur **MMSE** sont inférieur à 10^{-3} , tandis que le SNR du **MIMO-VBLAST-WCDMA** est inférieur à celui du **MIMO-VBLAST**.

IV.6.5.3. Les critères ZF et MMSE

Les figures IV. Et IV. Présentent les comparaisons entre les systèmes **MIMO-VBLAST** et **MIMO-VBLAST-WCDMA** pour les deux types de détection **ZF** et **MMSE** respectivement.

On peut remarque selon les deux figures que les performances de systèmes **MIMO-VBLAST** sont meilleures par rapport aux performances de système **MIMO-VBLAST-WCDMA**. On peut dire d'après ces résultats que le détecteur **ZF** ne permet pas une séparation parfaite des symboles reçus dans un contexte **WCDMA**.

Par contre pour le détecteur **MMSE**, les meilleures performances sont obtenues par le système **MIMO-VBLAST** et les mauvaises performances sont obtenues par le système **MIMO-VBLAST-WCDMA**. Ceci s'explique par le fait que la technique **WCDMA** permet d'augmenter le débit de transmission et par conséquent la dégradation de la qualité de transmission.

Alors, ces résultats montrent que les performances du système **MIMO-VBLAST** sont meilleures par rapport à les performances du système **MIMO-VBLAST-WCDMA** car le but du premier est d'améliorer la qualité de transmission donc diminue le **BER**, par contre l'autre système sert à augmenter la capacité de transmission c'est-à-dire l'augmentation de débit.

L'application de la technique **MIMO-VBLAST** dans le contexte **WCDMA** 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.7. Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre la combinaison du système **WCDMA** avec le système **MIMO** à multiplexage spatiale **VBLAST**.

En utilisant une programmation **MATLAB**, nous avons montré l'influence du facteur d'étalement et l'ordre de modulation pour améliorer les performances du système **WCDMA**. Nous avons constaté que les performances s'améliorent si le facteur d'étalement augmente.

Ces performances sont très améliorées lorsqu'on associe la technique **WCDMA** avec la technologie **MIMO-VBLAST**, car cette dernière permet de combattre les évanouissements et l'effet multi-trajets et donc assurer une transmission parfaite de l'information.

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

Les résultats de simulation présentés sous environnement **MATLAB** confirment la robustesse de ces systèmes en terme performance.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

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

L'objectif de ce projet de fin d'études est d'étudier et d'implémenter, à l'aide du logiciel **MATLAB**, un système sans fil utilisant la technique de multiplexage spatial associée à la technique **WCDMA** en utilisant l'algorithme **VBLAST**. L'intérêt de l'association des deux techniques est d'exploiter les avantages des trois systèmes en un seul qui est le **MIMO-VBLAST-WCDMA**. En effet, la technologie **MIMO** offre un débit important et une bonne qualité de transmission grâce à la diversité spatiale en émission et/ou en réception.

Par ailleurs, la technique **WCDMA** permet de combattre la sélectivité fréquentielle du canal radio et d'avoir une séparation efficace et simple des utilisateurs grâce aux détecteurs multi utilisateurs utilisés en **CDMA**.

Dans un premier temps, nous avons brièvement décrit le fonctionnement d'une chaîne classique de transmissions numériques ainsi que les évanouissements et les trajets multiples, les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment le canal à évanouissement de Rayleigh qui caractérise les communications radio mobiles.

Nous avons présenté les différentes sortes de sélectivité et diversité susceptibles d'améliorer les transmissions sur ces types de canaux.

À travers le chapitre 2, nous avons vu que les différents systèmes d'accès multiple présentent de nombreux avantages pour les systèmes de communication actuels et futurs, et tout particulièrement, la méthode d'accès multiple par étalement de spectre. Une étude approfondie est effectuée à travers ce chapitre sur les méthodes d'accès multiple au canal dans le domaine des télécommunications. Il en ressort que la méthode **CDMA** permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements sélectifs en fréquence et de donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auxquels le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance au bruit que confère l'étalement.

La diversité spatiale, à la fois à l'émission et à la réception, a fait l'objet de notre troisième chapitre. Les différentes architectures **MIMO**, c'est-à-dire les codages spatio-temporels en blocs ou en treillis ainsi que les systèmes basés sur le multiplexage spatial ont été présentées. Nous avons alors détaillé les récepteurs envisageables pour ce type de transmission, qu'ils soient linéaires ou non. Si le récepteur basé sur le forçage à zéro est le plus simple à mettre en œuvre, ses performances sont trop médiocres pour être satisfaisantes. Le récepteur basé sur l'erreur quadratique moyenne offre des perspectives plus intéressantes, tout comme le récepteur à annulations successives d'interférences. Enfin nous nous sommes attardés sur le détecteur optimal, basé sur le maximum de vraisemblance a posteriori qui, malgré une complexité croissante avec le nombre d'antennes et la taille de la constellation, conserve un grand intérêt grâce à ses excellentes performances.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté les différents résultats de simulation pour une évaluation et étude du principe de l'association **MIMO-WCDMA** avec l'application des antennes intelligentes basés sur l'algorithme **VB-LAST** dans le domaine fréquentiel en émission et en réception.

En utilisant une programmation **MATLAB**, nous avons montré l'influence du facteur d'étalement et l'ordre de modulation pour améliorer les performances du système **WCDMA** avec deux méthodes **ZF** et **MMSE**. Nous avons constaté que les performances s'améliorent si le facteur d'étalement augmente et que la méthode **MMSE** est meilleure que la méthode **ZF**.

Ces performances sont très améliorées lorsqu'on associe la technologie **WCDMA** avec la technique **MIMO-VBLAST**, car cette dernière permet de combattre les évanouissements et l'effet multi-trajets et d'éliminer le phénomène d'interférence entre symboles et donc assurer une transmission parfaite de l'information.

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

Bibliographies

- [1] : **Mélanie Marazin**, «*Reconnaissance en aveugle de codeur à base de code convolutif : Contribution à la mise en œuvre d'un récepteur intelligent*», Lab-STICC UMR-CNRS 3192, Université De Bretagne Occidentale, 10 décembre 2009.
- [2] : **P. DJIKNAVORIAN**, «*MIMO pour les nuls* ». Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal, université de Laval, décembre 2006 édition révisée janvier 2007.
- [3] : **J. D. Parsons**, « *The Mobile Radio Propagation Channel* ». Wiley, 2000.
- [4] : **Nuttapol PRAYONGPUN** «*Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation*»,le 29 avril 2009.
- [5] : **Souhila Ferouani** « *Etude et Implementation d'un Système MIMO dans un Contexte OFDM* », Université Abou bakr belkaid- Tlemcen, Soutenu en 2010.
- [6] : **A. BADAWI HAMIT & F. TEDJEUGANG J.Collins** « *Les antennes intelligentes MIMO* », Institut des télécommunications ABDELHAFID BOUSSOUF – Oran, Promotion IGE 26, Année universitaire 2005-2006.
- [7] : **Ludovic COLLIN**. «*Optimisation de systèmes multi antennes basée sur la distance minimale*», l'Université de Bretagne Occidentale, 17 décembre 2002.
- [8] : **S. Benedetto and E. Biglieri**, « *Principle of digital transmission with wireless applications* », Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
- [9] : **BERHAB souad** « *Algorithmes adaptatifs pour les transmissions multi-antennes MIMO hout débit en réseaux sans fils* ». Mémoire de magister. Université abou bekr belkaid- Tlemcen, 2011.
- [10] : **A.Portilla-Figueras, S. Salcedo-Sanz, Klaus D.Hackbarth, F. Lopez-Ferreras, and G. Esteve-Asensio** « *Novel Heuristics for Cell Radius Determination in WCDMA Systems and Their Application to Strategic Planning Studies* », Volume 2009.
- [11] : **ZIDANE TERRA**, « *Evaluation des systèmes radio mobiles à MC-CDMA* ». Mémoire de projet de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique, Ecole nationale polytechnique, Juin 2007.
- [12] : **Kaïs MABROUK**. « *Conception et réalisation d'un système de Télécommunications MIMO avec formation numérique de Faisceaux en réception ; Calibrage aveugle du Démodulateur triphasé Zéro IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q* », Ecole nationale supérieur des télécommunications, 12 Décembre 2008.

- [13] : **H. BOEGLIN & Ch. CHATELLIER**, « *Un système de transmission d'images fixes robuste pour canaux radio mobiles sélectifs en temps et en fréquence* ». Laboratoire MIPS & laboratoire SIC, avril 2009.
- [14] : **Madeleine Nyamsi Lonzenou** « *Prototypage d'architectures pour des applications de traitement numérique du signal* » Université de Rennes I, soutenue le 22 novembre 2005.
- [15] : **Régis locoge** « *les antennes intelligentes dans les réseaux Ad Hoc* »
- [16] : **A. dialo**, « *systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO* ». Thèse doctorat, Université de Nice-Sophia antipolis, novembre 2007.
- [17] : **Basel RIHAWI**. «*Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radio- communications multi antennes* », Université de Renne I, 20 Mars 2008.
- [18] : **Schwartz M., Bennet W.R., Stein S.**, « *Communication Systems and techniques* », Vol.4, McGraw-Hill Book Company, US 1966.
- [19] : **B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou**, «*Coded orthogonal frequency division multiplex*», IEEE proceedings, 1995.
- [20] : **G. Burel, C. Boudier, and O. Berder**, «*Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge*», in IEEE Global telecommunications conference (Globecom), San Antonio(TX) USA, nov. 2001.
- [21] : **O. Berder, C. Boudier, and G. Burel**, « *Identification of frequency hopping communications* », in WSEAS Conference on circuits systems, communications and computers (CSCC), july 2000.
- [22] : **N.Prayongpun, K. Raoof** , «*MIMO Channel Capacities in Presence of Polarization Diversity with and without Line-of-Sight Path*», Journal WSEAS Trans, September 2006.
- [23] : **R. G. Vaughan**, « *Polarization diversity in mobile communications* », IEEE Transactions on Vehicular Technology, August 1990.
- [24] : **Brown W.C.T.**, «*Antenna Diversity for Mobile Terminal*», PhD dissertation, University of Surrey 2002, <http://kom.aau.dk/~tbr/thesis.pdf>
- [25] : **Claire GOURSAUD-BRUGEAUD** «*réception multiutilisateurs par annulations parallèle d'interférences dans les systèmes CDMA optiques* », UNIVERSITE DE LIMOGES, le 12 juillet 2006.
- [26] : **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.
- [27] : **J. S. Lee and L. E. Miller**, « *CDMA Systems Engineering Handbook* », Artech House, Norwood, MA, U.S.A, 1998.

- [28] : **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.
- [29] : **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.
- [30] : **F. Adchi, M. Sawahashi, K. Okawa**, « *Tree-Structured generation of orthogonal spreading codes with different lengths for forward link of DS-CDMA mobile radio* », Electronics Letters, vol. 33, p. 27–28, janv. 1997.
- [31] : **S. W. Golomb**, « *Shift Register Sequences* », Aegean Park Press, 1992.
- [32] : **R. Gold**, « *Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation function* », IEEE trans. Info. Theory, vol. 4, p. 154–156, janv. 1968.
- [33] : **D.L. Iacano, et al.**, « *Code Generation for Wideband CDMA* », ST Journal of System Research, ST Microelectronics, vol. 1, p. 70–80, 2003.
- [34] : **E. H. Dinan, B. Jabbari**, « *Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Celular Networks* », IEEE Comm. Magazine, sept. 1998.
- [35] : **Claire TASSIN** « *Etude de faisabilité d'un émetteur radio fréquence à conversion directe pour le standard WCDMA avec boucle cartésienne de linéarisation en technologie CMOS 65 nm* », L'UNIVERSITE BORDEAUX 1, Soutenance le : 24 octobre 2006.
- [36] : **Michel Terré** « *Cours du conservatoire national des arts et métiers UMTS* ».
- [37] : *Principe de télécommunication, Modulation numérique*, 27 avril 2006.
- [38] : **FEROUANI SOUHILA**, « *Etude de la capacité du canal de propagation dans un système MIMO* ». Mémoire de fin d'études, Université ABOU-BEKR BELKAÏD, Tlemcen 2007.
- [39] : **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.
- [40] : **S. M. Alamouti**. « *A simple diversity technique for wireless communications*». IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16(8):1451–1458, October 1998.
- [41] : **K.BOUKANTAR, C. LANGLAIS & M. BERBINEAU**, « *Association du précodage diagonal et des systèmes MIMO dans des environnements fortement corrélés* ». Conférence sur les technologies de l'information, université de Lille, 2009.
- [42] : **A. MASSIANI**, « *Prototypage de systèmes haut débit combinant étalement de spectre, multi-porteuses et multi-antennes* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, novembre 2005.

- [43] : **D. LE RUYET**, « *Systèmes MIMO et codage spatio- temporel* ». Conservatoire National des Arts et Métiers, mai 2005.
- [44] : **AHMAT BADAWI HAMIT**, « *les antennes intelligentes MIMO* ». Mémoire de fin d'études, Institut des télécommunications ABDELHAFID BOUSSOUF-Oran, 2006.
- [45] : **E. BURACCHINI, F. MURATORE, V. PALESTINI & M. SINIBALIDI**, « *Performance analysis of a mobile system based on combined SDMA/CDMA access technique* ». Proceedings of the International Symposium on Spread Spectrum, pp. 370-374, Hanover (Germany), september 1996.
- [46] : **Pierre GRUYER, Simon PAILLARD**, « *Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM* », Université de Bretagne 12 décembre 2005.
- [47] : **G. GOLDEN, G. FOSCHINI, R. VALENZUELA & P. WOLNIASKY**, « *Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communication architecture* ». Electronics letters, vol. 35, pp. 14–15, january 1999.
- [48] : **ZERROUKI EL-HADJ**, « *Application de la technologie MIMO dans les réseaux WIFI* ». Thèse de Magister en Télécommunications, Université ABOU-BEKR BELKAÏD, Tlemcen 2006.
- [49] : **Ch. LE GUELLAUT**, « *Prototypage d'un système MIMO-MC-CDMA sur plate forme hétérogène* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, janvier 2009.
- [50] : **Ilham OUACHANI**. « *Analyse de performance de systèmes de communications sans fils exploitant micro et macro diversité* », UNIVERSITÉ DE PARIS-SUD U. F. R. SCIENTIFIQUE D'ORSAY, 28 Juin 2005.
- [51] : **P. F. DRIESSEN & G. J. FOSCHINI**, « *On the capacity formula for multiple inputmultiple output wireless channels: A geometric interpretation* ». IEEE Transactions on Communications, volume 47, pp. 173–176, february 1999.
- [52] : **E. TELETAR**, « *Capacity of multi-antenna gaussian channels* ». Bell Labs, Tech. Rep., june 1995.
- [53] : **G. Ungerboeck**. « *Channel coding with multilevel/phase signals* ». IEEE Transactions on Information Theory, 28(1):55–67, January 1982.
- [54] : **V. TAROKH, H. JAFARKHANI & A.R. CALDERBANK**, « *Space-time block codes from orthogonal designs* ». IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, n°5, pp. 1456– 1467, july 1999.

- [55] : **H. WANG**, « *Architectures reconfigurables à base d'opérateur CORDIC pour le traitement du signal: Applications aux récepteurs MIMO* ». Thèse doctorat, université de Rennes I, avril 2009.
- [56] : **A. S. Stefanov and T. M. Duman**. «*Turbo coded modulation for systems with transmit and receive antenna diversity*». In Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom), pages 2336–2340, Rio De Janeiro, Brazil, 1999.
- [57] : **P.W.Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A. Valenzuela**. **V-blast** «*An architecture for realizing very high data rates over rich-scattering wireless channel*». International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, pages 295– 300, September 1998.
- [58] : **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.
- [59] : **Steredenn DAUMONT** « *Techniques de démodulation aveugle en interception de signaux MIMO* », Université de RENNES I, Année 2009
- [60] : **A. CHABOUB**, « *Etude des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO* ». Thèse de doctorat, Ecole de technologie supérieur, Université du Québec, Montréal, 21 mai 2003.
- [61] : **D. KARAKOLAH**, « *Conception et prototypage d'un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec Pré codage linéaire* ».Thèse doctorat, université de Bretagne-Sud, novembre 2009.
- [62] : **A. Bakir hadj**, « *Exploitation de l'association des techniques MIMOOFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil* », universite abou bakr belkaid – tlemcen, 2012.
- [63] : **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.
- [64] : **J. F. BERCHER**, « *Égalisation* ». Chapitre 4, extrait de *Radiocommunications numériques*, Tome 1.DUNO, Paris 2002.
- [65] : **A. F. Molisch** : «*Wireless communications*», chap 20, Ed Wiley 2005

Résumé

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéressons au système de télécommunication **MIMO** à multiplexage spatial dans un contexte **CDMA** large bande afin d'optimiser l'utilisation de la bande passante et de créer les conditions nécessaires à la mise en œuvre de nouvelles applications multimédias.

Il est à présent reconnu que les systèmes **MIMO** consistant en l'utilisation de plusieurs antennes en émission et en réception, permettant une amélioration de la fiabilité et des débits dans la communication sans fils. Le multiplexage spatial offre un moyen attractif d'atteindre de hauts débits avec des gains de diversité.

La combinaison du système **MIMO** et la technique **WCDMA** permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison contre les interférences entre les utilisateurs pour la **WCDMA** et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les **MIMO**.

Cette étude montre que la configuration **MIMO-VBLAST** associée à la technique **WCDMA** apporte une amélioration significative des performances par rapport aux autres cas d'étude.

Mots-clés : Système multi-antenne, V-BLAST, diversité, WCDMA, MIMO, multiplexage spatial.

Abstract

As part of this work, we are interested in telecommunication system **MIMO** spatial multiplexing in a context **CDMA** wideband to optimize the use of bandwidth and create the necessary conditions for implementation of new multimedia applications.

It is now recognized that the systems consisting of **MIMO** using multiple antennas for transmission and reception, allowing an improvement in reliability and in flow communication without son. The spatial multiplexing offers an attractive way to achieve high data rates with gains of diversity.

The combination of **MIMO** and **WCDMA** technique allows exploiting the advantages of the two methods: the robustness of the link against interference between users for **WCDMA** and robustness on uncorrelated space for **MIMO** channels.

This study shows that the **MIMO-VBLAST** configuration associated with the **WCDMA** technique provides a significant performance improvement compared to other case studies.

Keywords: Multi-antenna system, V-BLAST, diversity, WCDMA, MIMO, spatial multiplexing.



CDMA MIMO

.

MIMO

.

:

WCDMA

MIMO

.MIMO

WCDMA

.

VBLAST

WCDMA

MIMO

.MIMO-VBLAST-WCDMA

.

MIMO ;WCDMA

V-BLAST

: