

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE FERHAT ABBAS –SETIF1-

MEMOIRE

Présenté à la Faculté de Technologie
Département d'Electronique

Pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER

Option: Communication

Par

Mr. **MEHASSOUEL Mustapha**

THEME

APPLICATION DE LA TECHNOLOGIE MIMO A LA 4G DU MOBILE

Soutenu le /12 /2014 devant la commission d'examen :

Mr. ZIET. LAHCEN

Mr. DJAHLI. FARID

Mr. SLIMANI. DJAMEL

Mr. BOUKEZZOULA. NASREDDINE

M.C.A à l'université de Setif

Prof à l'université de Setif

M.C.A à l'université de Setif

M.C.A à l'université de Setif

Président

Rapporteur

Examineur

Examineur

Remerciements

Je tiens à adresser mes vifs remerciements à monsieur Professeur F. Djahli, mon directeur du mémoire pour m'avoir proposé ce thème et pour ses précieux conseils.

Mes sincères remerciements s'adressent également à monsieur L.ZIET pour m'avoir honoré et accepter de présider le jury de ce mémoire. Je tiens aussi à remercier messieurs D.SLIMANI Maître de conférence à l'université de setif et M.N.BOUKEZZOULA Maitre de conférence à l'université de setif pour avoir accepté de faire partie du jury pour examiner ce travail.

Mes remerciement les plus sincères s'adressent à tous ceux qui m'ont aidé et encouragé pour accomplir ce travail, particulièrement à mes chères parents et tous mes frères et sœurs et mes amis.

Sommaire

Introduction générale	1
-----------------------	---

Chapitre I : Les transmissions numériques

1.1. Introduction.....	3
1. 2. Chaîne de transmission numérique.....	3
1. 2.1. Support de transmission.....	5
1. 2.2. Modulations numériques.....	6
1. 2.2.1. Modulation numériques classiques.....	7
1. 2.2.2. Modulation d'amplitude en quadrature MAQ).....	8
1. 3. Canaux de transmission.....	11
1. 3.1. Canal binaire symétrique.....	11
1. 3.2. Canal à bruit additif blanc gaussien.....	12
1. 4. Perturbations du canal.....	12
1. 4.1. Bruit radio-électrique.....	12
1. 4.2. Affaiblissement à grande échelle (Large scale fading).....	13
1. 4. 3. Evanouissement à moyenne échelle.....	13
1. 4.4. Evanouissement à petite échelle.....	13
1.5. Définition de l'étalement temporel.....	16
1.6. Effet Doppler.....	17
1.7. Trajets multiples.....	17
1.8. Performance en termes d'erreurs binaire.....	21
1.9. Rapport signal sur bruit RSB).....	22
1. 10 onclusion.....	23

Chapitre II : Présentation de la 4G Mobile

2.1. Introduction.....	24
2.2. Evolution des systèmes mobiles avant le 4G..... ;.....	25

2.2.1. Première standardisation de la 3G.....	25
2.2.2. Evolution à long terme : TE..... ;.....	26
2.2.3. Principales caractéristiques du système LTE.....	28
2.3. Interface radio du système LTE.....	29
2.3.1. OFDM.....	30
2.3.2. Chaîne de transmission OFDM.....	32
2.3.3. SC-FDMA.....	33
2.3.3.1. PAPR.....	35
2.3.4. Concept du CP.....	36
2.3.5. Allocation de ressources.....	37
2.4. Structure des ressources de transmission du LTE.....	38
2.4.1. Structure de la trame en mode FDD.....	38
2.4.2. Structure de la trame en mode TDD.....	40
2.5. Architecture du système LTE.....	42
2.5.1. Equipement utilisateur (UE).....	43
2.5.2. E-UTRAN.....	44
2.5.2.1. eNodeB.....	44
2.5.3. EPC.....	45
2.5.3.1. S-GW.....	45
2.5.3.2. P-GW.....	46
2.5.4. MME.....	46
2.6. Les canaux physiques.....	47
2.6.1. Canaux de la liaison descendante.....	47
2.6.2. Canaux de la liaison montante.....	48
2.7. Les canaux logiques.....	48
2.7.1. Les canaux logiques de contrôle.....	49
2.7.2. Les canaux logiques du trafic.....	49

2.8. Les canaux de transport.....	49
2.8.1. Les canaux de transport descendant (Downlink transport channels).....	49
2.9. Modulation.....	51
2.10. Piles de protocoles.....	52
2.10.1. Couche1.....	53
2.10.2. Couche2.....	54
2.10.2.1. MAC.....	54
2.10.2.2. RLC.....	54
2.10.3. Couche 3.....	56
2.10.3.1. PDCP.....	56
2.10.3.2. RRC.....	56
2.10.3.4. Protocoles NAS	57
2.11. Interfaces	57
2.11.1. Interface Uu.....	57
2.11.2. Interface X2.....	57
2.11.3. Interface S1.....	57
2.11.4. Interface S3.....	57
2.11.5. Interface S4.....	57
2.11.6. Interface S5.....	58
2.11.7. Interface S6a.....	58
2.11.8. Interface S11.....	58
2.11.9. Interface Sgi.....	58
2.12. Signaux de références.....	58
1.13. Conclusion.....	59

Chapitre III : Développement de la technologie MIMO

3.1. Introduction.....	60
------------------------	----

3.2. Introduction des systèmes multi-antennaires.....	61
3.3. Modélisation des systèmes multi-antennaires.....	64
3.3.1. SIMO.....	64
3.3.2. MISO.....	64
3.3.3. MIMO.....	65
3.4. Capacités.....	66
3.4.1. Capacité du système SISO.....	66
3.4.2. Capacité du canal MIMO déterministe.....	67
3.4.2.1. Décomposition du canal H en valeurs singulières.....	67
a. Capacité du canal lorsque le CSI est connu au niveau de l'émetteur.....	68
b. Capacité du canal MIMO en absence du CSI.....	72
3. 4.3. Capacité du canal SIMO.....	73
3. 4.4. Capacité du canal MISO.....	74
3. 4.5. Capacité du canal MIMO aléatoire.....	74
3. 4.6. Capacité de coupure (outage capacity).....	75
3. 5. Récepteurs utilisés.....	75
3. 5.1. Forçage à Zéro.....	75
3. 5.2. Minimisation de l'erreur quadratique moyenne.....	76
3. 5.3. Maximum de vraisemblance.....	76
3. 5.4. Annulations successives d'interférences ordonnées.....	77
3. 6. Les précodeurs.....	78
3. 6.1.1. Diagonalisation d'un canal MIMO.....	79
3. 6.1.2. Blanchiment du bruit.....	81
3. 6.1.3. Diagonalisation du canal.....	82
3. 6.1.4. Réduction de dimension.....	83
3. 6.2. Description de précodeurs.....	84
3.6.2.1. Précodeur Water Filling.....	84

3. 6.2.2. Précodeur minimisation de l'erreur quadratique moyenne.....	86
3. 6.2.3. Précodeur qualité de service.....	87
3. 6.2.4. Précodeur erreur égale.....	88
3.6.2.5. Précodeur max-SNR.....	88
3.7. Conclusion.....	89

Chapitre VI : Introduction de la technologie MIMO à la 4G du Mobile

4.1. INTRODUCTION.....	90
4.2. MIMO dans les standards 3GPP.....	90
4.3. Les techniques de transmission.....	92
4.3.1. Boucle fermée – Boucle ouverte.....	92
4.3.2. Nombre d'utilisateurs programmés simultanément.....	92
4.3.3. Adaptation du lien (LA) à base de l'AMC.....	93
4.4. Mappage codeword-couche.....	95
4.4.1. Définitions.....	95
4.5. Le rapportage.....	98
4.5.1. Indicateur de qualité du canal (CQI).....	99
4.5.2. Indicateur de Rang (RI).....	99
4.5.3. Index de la matrice de Précodage (PMI).....	100
4.6. Modes de transmission des systèmes MIMO dans le sens descendant(DL).....	100
4.6.1. Nombre de flux de données.....	100
4.6.2. A base de RSB.....	100
4.6.3. A base de débit utilisateur unique.....	101
4.6.4. A base de débit multiutilisateur.....	101
4.7. Diversité en transmission.....	103
4.8. Précodage pour MIMO LTE.....	106
4.8.1. Précodage pour la transmission sur un seul port d'antenne.....	107

4.8.2. Précodage pour le multiplexage spatial.....	107
4.8.3. Multiplexage spatiale avec boucle ouverte à base de précodeur.....	109
4.8.4. Précodage à base de codebook.....	111
4.8.4.1. Procédure.....	111
4.8.4.2. Codebook pour une transmission à 2Tx.....	113
4.9. LES SYSTEMES MIMO MULTI-UTILISATEURS (MU-MIMO).....	113
4.9.1. Défis des systèmes MU-MIMO.....	115
4.9.2. Modèle du système.....	115
4.9.2.1. Modèle à canal non corrélé.....	116
4.9.2.2. Modèle du canal corrélé.....	117
4.9.3. L'ordonnanceur Proportional Fair (PF scheduler).....	117
4.9.4. FORMULATION DE LA CAPACITE MU-MIMO.....	118
4.9.4.1. Récepteur MMSE.....	119
4.9.4.2. Calcul du CQI.....	120
4.9.4.3. Procedure.....	121
4.10. Conclusion.....	124

Chapitre V : Résultats et discussions

5.1. Capacité du Canal MIMO.....	125
5.2. Performance du système MIMO à basculement adaptif.....	130
5.3. Performance du system MIMO-MU.....	132

Liste des Abréviations et Acronymes

3GPP	3rd Generation Partnership Project
AMC	Adaptive Modulation and Coding
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BLER	Block Error Rate
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
BS	Base Station
BW	Band Width
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CDF	Cumulative Distribution Function
CDMA	Code Division Multiple Access
CP	Cyclic Prefix
CQI	Channel Quality Indicator
CRC	Cyclic Redundancy Code
CW	Code Word
DFT	Discrete Fourier Transform
DL	Downlink
FDD	Frequency Division Duplex
FFT	Fast Fourier Transform
GB	Guard Band

GSM	Global System for Mobile Communications
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSPA+	High Speed Packet Access Evolution
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
ISI	Inter-Symbol Interference
ITU	International Telecommunications Union
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	Long Term Evolution Advanced
MAC	Medium Access Control
MAP	Maximum A Posteriori
MCS	Modulation and Coding Scheme
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximum Ratio Combining
MU	Multi User
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access

PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAN	Radio Access Network
RB	Resource Block
RF	Radio Frequency
RRM	Radio Resource Management
SC-FDM	Single Carrier Frequency Division Multiplexing
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access
SIC	Successive Interference Cancellation
SIMO	Single Input Multiple output
SISO	Single Input Single Output
SM	Spatial Multiplexing
SNR	Signal to Noise Ratio
SU	Single User
SVD	Singular Value Decomposition
TDD	Time Division Duplex
TTI	Transmission Time Interval
UE	User Equipment
UL	Uplink
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
ZF	Zero Forcing

Liste des Symboles

A	Lettre gras majuscule indique une matrice.
a	lettre gras minuscule indique une matrice.
A, a	non gras indique un scalaire.
$E(x)$	espérance d'une variable aléatoire x .
$(.)^*$	complexe conjugué.
$(.)^T$	Transpose.
$(.)^H$	Hermitien, i.e. complexe conjugué transpose.
$(a)^x$	a puissance x .
$ \cdot $	Valeur absolue.
$\ \cdot\ $	Norme Euclidienne.
$\ \cdot\ _F$	Norme de Frobinius.
$\min(a)$	Valeur minimale de a .
$\max(a)$	Valeur maximale de a .
$\text{diag}(\cdot)$	Diagonale de la matrice carrée.
$\log_a(x)$	Logarithme de x à base de a .
$\text{Ln}(x)$	logarithme népérien.

INTRODUCTION GENERALE

Grâce au succès des téléphones intelligents (smartphones) et les portables prêt-mobiles (mobile-ready) comme les Laptops ou les tablettes mobiles, le trafic des données a connu récemment un développement exponentiel. La demande pour les données mobiles a augmenté par une moyenne de 160% rien qu'en 2009, particulièrement quelques canaux mobiles qui ont même connus un développement fulgurant. Et selon des estimations récentes, le trafic global des données mobiles est prévu à continuer à doubler chaque année jusqu'en 2014. Conduisant à un taux global de développement annuel de l'ordre de 108%.

Ces demandes en large capacité ne peuvent être satisfaites que par une haute efficacité et une très bonne optimisation des infrastructures des réseaux mobiles, tout en tenant compte des contraintes qui sont la puissance, bande passante et une complexité limitée. Néanmoins un autre domaine peut être exploité pour augmenter significativement la capacité du canal et qui consiste en l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception, communément appelée Entrées multiples-Sorties multiples ou MIMO (Multiples inputs – Multiples outputs).

Les travaux de base de Telatar [1] et Fochini [2] ont déclenchés un intérêt considérable en prévoyant des efficacités spectrales remarquables pour les systèmes mobiles dotés d'antennes multiples quand le canal se caractérise par une riche dispersion et que ses variations peuvent être suivies d'une manière précise. Cette promesse initiale d'une haute efficacité spectrale presque « sans coût » a conduit à une explosion des activités de recherches pour caractériser les défis théoriques et pratiques liés aux canaux MIMO mobiles pour étendre ces concepts aux systèmes multiutilisateurs (multi-user systems). Les larges efficacités spectrales associées aux canaux MIMO ont pour base un environnement de dispersion riche qui permet d'avoir plusieurs chemins de chaque émetteur vers chaque récepteur. Depuis, les activités de recherche pour développer les implémentations optimales comme pour étendre l'utilisation des systèmes MIMO aux scénarios multiutilisateurs ont connues une explosion fulgurante.

Dans le premier chapitre nous allons donner une description sur les communications numériques, on énumérera ensuite les modulations usuelles utilisées dans les transmissions numériques, on abordera par la suite la caractérisation des canaux de transmissions et les perturbations subies par les signaux y transitant notamment dans le cas d'un canal hertzien (propagation dans l'aire libre), on présentera par la suite l'approche qui a trait à la fiabilité d'une communication numérique et plus particulièrement au calcul du taux d'erreur binaire (TEB).

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation de la 4G mobile telle qu'elle est standardisée par l'organisme 3GPP. Dans ce chapitre nous allons commencer par donner un

INTRODUCTION GENERALE

résumé sur l'évolution de la téléphonie mobile dès la première génération aborder les deux techniques d'accès de l'interface radio dans les deux sens , montant et descendant, aussi nous allons donner une description de la trame radio pour les deux systèmes FDD et TDD, ainsi que les différents canaux et interfaces qui caractérisent le système LTE .

Le troisième chapitre couvre le développement de la technologie MIMO, il est constitués de trois parties : la première partie est consacrée aux calculs des capacités des différents configurations (SISO, SIMO, MISO et MIMO). Dans la deuxième partie nous allons donner une description des récepteurs fréquemment utilisés dans les systèmes multi antennaires, la troisième partie on donnera une description des précodeurs utilisés dans les systèmes MIMO ainsi que les méthodes de calcul numérique pour une utilisation optimales des systèmes MIMO.

Le quatrième chapitre est consacré à l'introduction de la technologie MIMO dans à quatrième génération (4G) de la téléphonie mobile. La 3GPP a spécifié sept mode de transmission (version 8) dans le sens descendant, ces modes de transmissions dépendent de plusieurs paramètres (qualité du canal de transmission, disponibilité des ressources physiques,...etc) et se présentent sous plusieurs aspects (utilisateur unique, multi-utilisateurs, transmission à boucle ouverte où à boucle fermée). Le compromis entre la diversité en transmission et le multiplexage spatiale exige un basculement dynamique entre ces deux modes ce qui permet une utilisation optimale de la technologie MIMO dans le système (4G) du mobile.

Enfin, on conclura ce mémoire par la présentation et la discussion des résultats de simulation obtenus. Nous allons la subdiviser en trois parties : la première partie sera consacrée aux performances des différentes configurations du système MIMO, surtout en terme de capacité. La deuxième partie sera consacrée à l'analyse des performances du système MIMO lorsque la technique du basculement (entre les modes de transmission) est utilisée. La troisième partie traitera la performance des systèmes multi-utilisateurs qui représentent un avantage de taille pour l'utilisation de la (4G) dans le système LTE.

Chapitre 1

Les transmissions numériques

1.1. Introduction

Les transmissions numériques sont devenues omniprésentes dans les systèmes de communications modernes et plus particulièrement dans les systèmes de la téléphonie mobile. Dans un système de communication numérique, les messages produits par la source sont convertis en une séquence binaire de bits, idéalement, on souhaiterait représenter la sortie de la source (message) par un nombre de bits binaires le plus réduit possible.

Le canal de communication est le milieu physique utilisé pour envoyer le signal de l'émetteur vers le récepteur. Dans les transmissions sans fil, le canal peut être l'atmosphère (espace libre). En outre, les canaux téléphoniques emploient souvent une variété de milieux physiques, comprenant entre autres, les lignes filaires, les câbles de fibre optique et le sans fil (radio hertzienne). Quelque soit le milieu utilisé pour la transmission de l'information, le signal transmis est altéré d'une façon aléatoire par un ensemble de phénomènes, comme le bruit thermique additif généré par les composants électroniques. Dans le cas des transmissions sans fil, ces phénomènes peuvent être aussi, l'évanouissement du signal émis, la dispersion due aux multi-trajets, la sélectivité du canal de transmission,...etc.

1.2. Chaîne de transmission numérique

Le but d'une communication numérique est de transmettre une information d'un point A à un point B à travers un canal de transmission. L'information peut être de deux types soit analogique comme la parole ; soit numérique comme un MMS d'un téléphone portable (Multimedia Message Service). Lorsque les données sont analogiques, elles doivent subir un traitement afin d'être numérisées. Il faut d'abord les échantillonner, ce qui consiste à enregistrer à intervalles réguliers la valeur de la donnée. Ensuite il faut quantifier la valeur enregistrée ce qui est fait en lui attribuant un état parmi un ensemble fini d'états.

Une chaîne de transmission numérique peut être représentée par différents blocs modélisant les traitements successifs apportés à l'information. Les blocs peuvent être énumérés comme suit [3] :

- La source : génère l'information à émettre (message),

- Le codage de source : supprime les redondances contenues dans le message afin de rendre les éléments binaires mutuellement indépendants,
- Le codage de canal : insère des éléments binaires pour améliorer la qualité de la transmission,
- Le modulateur : traduit le message binaire en signal permettant son transport dans les milieux tel que l'air, l'eau, les câbles etc.,
- L'émetteur : permet au signal de se propager dans le canal de transmission,
- Le canal de transmission : propage le signal ; lors de la propagation, le signal peut être perturbé par du bruit externe, des multi-trajets, le mouvement de l'émetteur et / ou récepteur etc.,
- Le récepteur : capte le signal émis,
- Le démodulateur : traduit le message reçu en signal binaire,
- Le décodeur de canal : détecte et/ou corrige les erreurs de transmission grâce aux éléments binaires ajoutés lors du codage,
- Le décodeur de source : régénère le message binaire.

La figure 1.1, montre la chaîne de transmission à l'aide d'un schéma bloc. La source peut être de deux types : soit numérique donc directement codée en binaire, soit analogique. Dans le cas où la source est analogique, le signal est échantillonné, quantifié (transcription sur $N=2^q$ niveaux analogiques où q est la longueur du mot binaire pour le codage d'un niveau) et ensuite un codage binaire est effectué pour traduire les niveaux en bits. Dans une chaîne de transmission numérique, après le bloc « source » le message à émettre est un message binaire.

La quantification et le codage binaire ne produisent pas un code binaire optimal dans le sens où, le message généré peut contenir énormément de redondances. Alors un codeur de source est ajouté. Le codage de source permet de comprimer les données en supprimant les redondances du message. Différentes méthodes peuvent être utilisées telle que : la compression d'image, le codage de la parole, le codage à longueur variable (méthode de Fano et Huffman [4]). A la sortie du codage de source, les éléments binaires sont d'une part, indépendants ce que signifie que l'apparition d'un élément binaire n'apporte pas de connaissance a priori sur l'élément binaire suivant, et d'autre part, identiquement distribués, c'est-à-dire que la probabilité d'apparition des bits est identique.

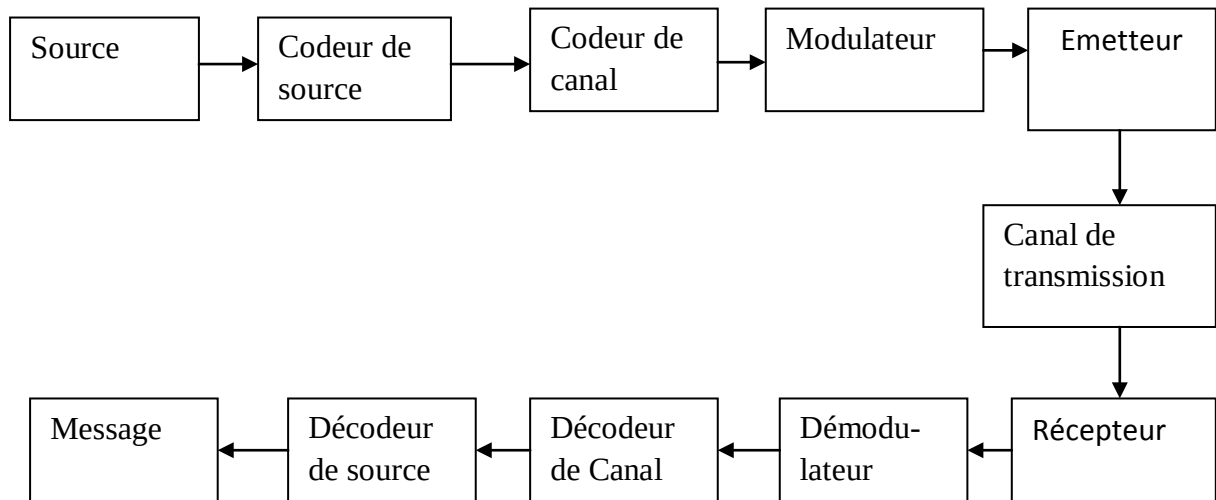


Fig. 1.1 : Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique

1.2.1. Support de transmission

Un canal de propagation est un support physique permettant de transmettre une information entre un émetteur et un récepteur. Généralement ces supports sont classés en deux catégories :

- Les supports électromagnétiques transmettent l'information à l'aide d'un champ électrique et magnétique sur des média :
 - Guidés (paire torsadée, micro-ruban, fibre optique),
 - Non-guidés (atmosphère, vide, diélectrique),
- Les supports acoustiques propagent l'information de façon mécanique par le déplacement des molécules sur des média du type air, eau.

Suivant le type de médium, l'information a une vitesse de propagation différente, ainsi la vitesse d'une onde acoustique est de 300 m.s alors que celle de l'onde électromagnétique est de 300 000 km.s dans le vide où l'air.

Dans cette partie, nous nous intéressons au canal de propagation d'ondes électromagnétique dans l'atmosphère. Nous allons décrire les phénomènes perturbant une onde électromagnétique.

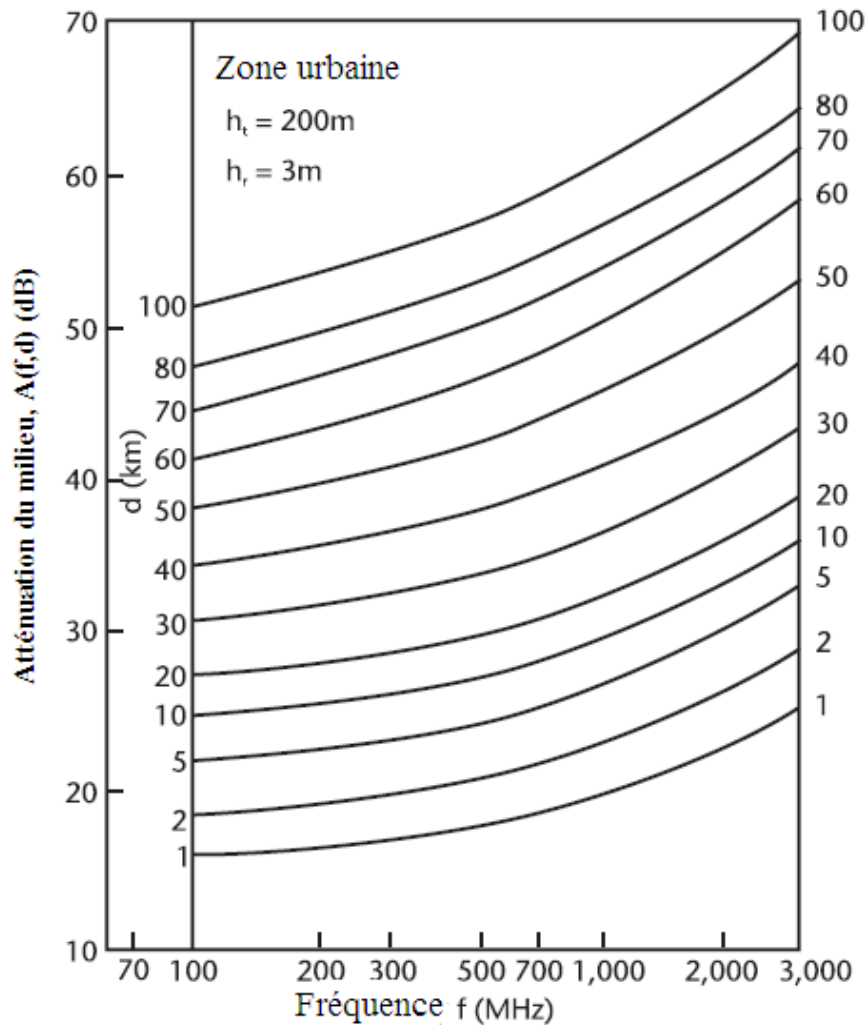


Fig. 1.2. : Atténuation moyenne dans l'espace sur un terrain quasi plain

1.2.2. Modulations numériques

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Pour les transmissions en bande de base, la forme d'onde utilisée pour la mise en forme du signal physique est le plus souvent une porte ou un créneau. Dans le cas de transmissions sur porteuse, l'opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse de forme sinusoïdale d'expression générale $s(t) = A\cos(\omega t + \phi)$ centrée sur la bande de fréquence du canal.

Dans cette expression les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude de l'onde A
- La fréquence porteuse $f = \frac{\omega}{2\pi}$
- La phase ϕ

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un symbole qui prend sa valeur parmi $M=2^n$ réalisations possibles, ce qui permet d'associer à un état de modulation un mot de n éléments binaires. L'ensemble de ces symboles est appelé alphabet et forme une constellation caractéristique pour chaque modulation. Supposons que la source délivre des éléments binaires toutes les T_b secondes, la période symbole est définie par $T_s = nT_b$ et le débit binaire s'exprime $D_b = \frac{1}{T_b}$, la rapidité de modulation $R = \frac{1}{T_s} = \frac{D_b}{\log_2 M}$ s'exprime en bauds et correspond au nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états.

1.2.2.1. Modulation numériques classiques

La **modulation à déplacement d'amplitude** (MDA) consiste à faire varier l'amplitude du signal selon la loi de transcodage associée. Celui-ci s'exprime alors

$$s(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \phi) \quad \text{avec} \quad A(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s) \quad (1.1)$$

Où $h(t)$ est un filtre de mise en forme des impulsions, par exemple une porte ($h(t)=1$ si $t \in [0, T_s[$ et 0 ailleurs], ϕ est une phase de référence et $\{a_k\}$ la suite des symboles M-aires. Ce type de modulation est simple à réaliser mais est assez peu employé pour $M > 2$ car ses performances sont moins bonnes que celles d'autres modulations, notamment en ce qui concerne sa résistance au bruit.

Pour la **modulation à déplacement de phase** (MDP), le seul paramètre susceptible de varier est la phase de l'onde porteuse. A la sortie du modulateur, le signal s'exprime :

$$s(t) = A \sum_k h(t - kT_s) \cos(\omega_0 t + \phi_k) \quad (1.2)$$

Où A représente l'amplitude constante de l'onde porteuse et ϕ_k la valeur de la phase pendant un intervalle de temps $[kT_s, (k+1)T_s[$. Pour une modulation MDP-M, ϕ_k prend ses valeurs dans un alphabet de M éléments :

$$\phi_n = \phi + (2n + 1) \frac{\pi}{M}, \quad n = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (1.3)$$

La complexité de l'ensemble émission/réception de la MDP augmente avec M , mais reste raisonnable, ce qui en fait une modulation fréquemment utilisée pour M allant de 2 à 16 avec de bonnes performances. Parmi les inconvénients de la MDP, citons l'existence de sauts de phase importants qui font apparaître des discontinuités d'amplitude. Les modulations décalées ou tournées peuvent être une solution à ce problème.

En ce qui concerne la **modulation à déplacement de fréquence** (MDF), c'est la fréquence instantanée, dérivée de la phase instantanée, qui peut prendre plusieurs valeurs associées aux états possibles. Après modulation, le signal a pour expression :

$$s(t) = A \cos[(\omega_0 + 2\pi a_k \Delta F)t] \quad (1.4)$$

Avec les a_k symboles appartenant à $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ et l'excursion en fréquence $2\Delta F = \frac{m}{T_s}$ où m est l'indice de modulation. Une modulation fréquemment utilisée considère le cas particulier $m=0.5$. Le spectre est alors concentré autour de la fréquence porteuse et cette modulation prend naturellement le nom de modulation à déplacement minimum de fréquence.

1.2.2.2 Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)

Les modulations précédentes ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreurs est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

Pour ce faire, on écrit le signal modulé $s(t)$ sous la forme suivante :

$$s(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \phi_0) \dots \quad (1.5)$$

Où les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k h(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k h(t - kT)$$

Le signal modulé $s(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.

On considère généralement que les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans le mêmes alphabet à M éléments donnant ainsi naissance à une modulation possédant $E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$. Dans le cas particulier mais très fréquent où M peut s'écrire $M = 2^n$, alors les a_k représentent un mot de n bits et les b_k représentent aussi un mot de n bits. Le symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$ peut par conséquent représenter un mot de $2n$ bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal $s(t)$ est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants. Cette modulation prend naturellement le nom de modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) et si sa constellation comporte E états, on la note MAQ- E .

Par exemple, la MAQ-16 est construite à partir de symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d\}$ où d est une constante donnée. La MAQ-16 a été souvent utilisée, notamment pour la transmission sur ligne téléphonique (à 9600bit/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbit/s) développés dans les années 1980. Plus généralement lorsque les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm(M - 1d)\}$ avec $M = 2n$, on obtient une modulation à M^2 états et une constellation avec un contour carré dont font partie la MAQ-4, la MAQ-16, la MAQ-64 et la MAQ-256.

La figure 1.3, représente les constellations de modulations de type MAQ pour plusieurs nombres d'états.

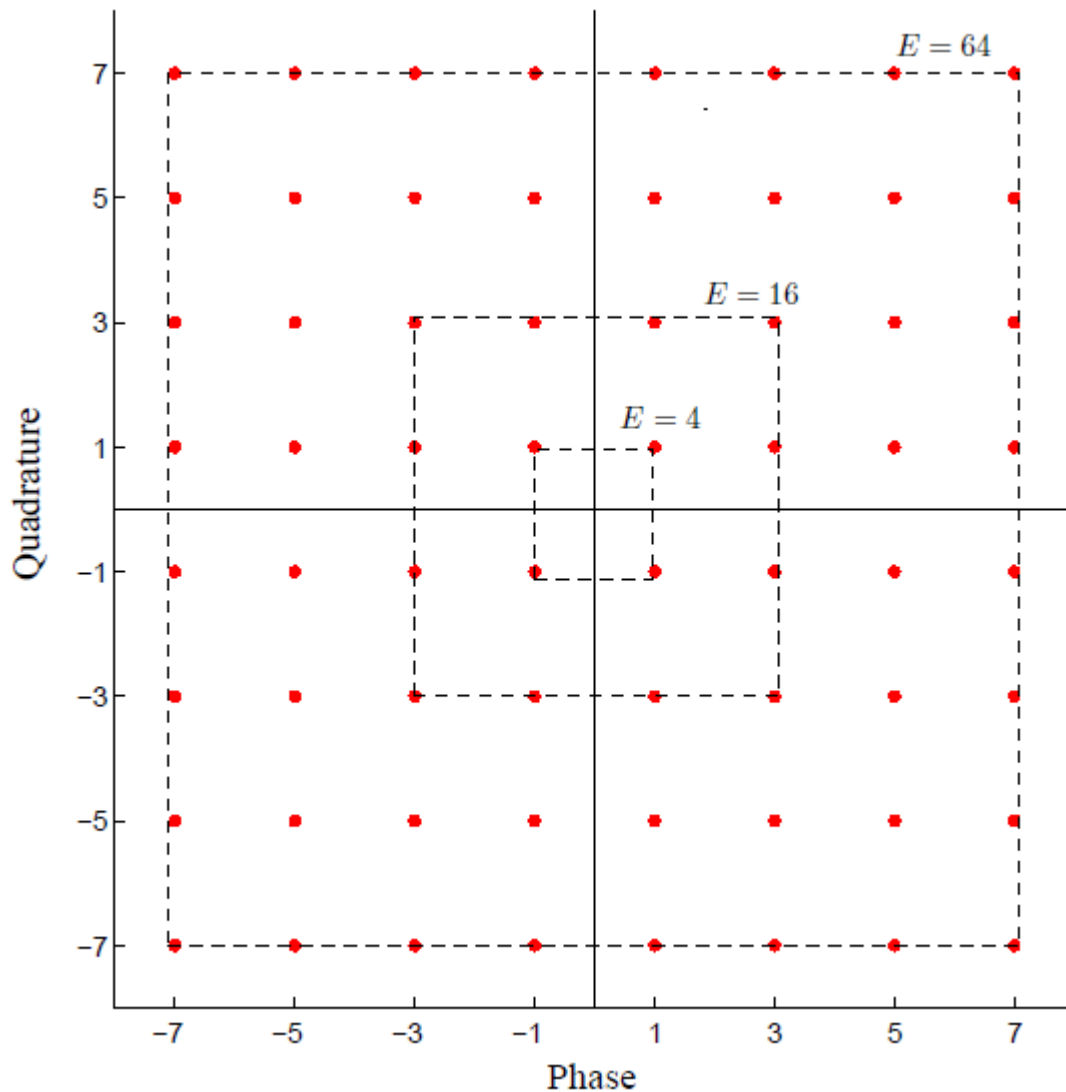


Fig. 1.3 : Constellation pour modulation MAQ- E

Lorsque le signal $s(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur.

La réception d'un signal MAQ fait appel à une démodulation cohérente et par conséquent nécessite l'extraction d'une porteuse synchronisée en phase et en fréquence avec la porteuse à l'émission. Le signal reçu est démodulé dans deux branches parallèles, sur l'une avec la porteuse en phase et sur l'autre avec la porteuse en quadrature. Les signaux démodulés sont convertis par deux convertisseurs analogiques numériques (CAN), puis une logique de décodage détermine les symboles et régénère le train de bits reçus.

1.3. Canaux de transmission

1.3.1. Canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux à $\{0,1\}$. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne comprise entre le codeur de canal et le décodeur correspondant Figure 1.4.

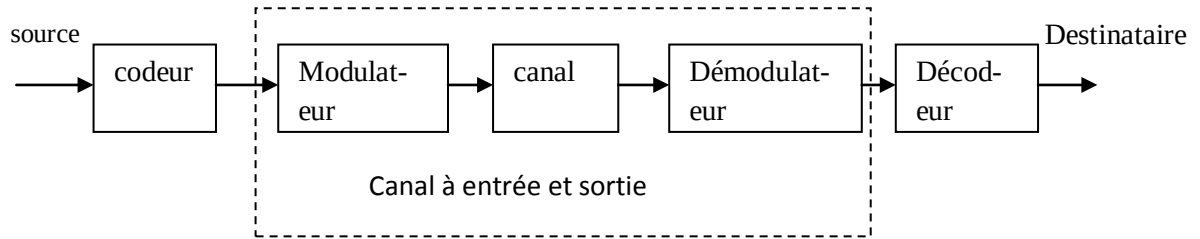


Fig. 1.4. : Description d'un canal binaire symétrique

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

$$Pr(y_k=0|a_k=1)=Pr(y_k=1|a_k=0)=p \quad (1.6)$$

$$Pr(y_k=1|a_k=1)=Pr(y_k=0|a_k=0)=1-p \quad (1.7)$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la figure 1.5. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépend que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.

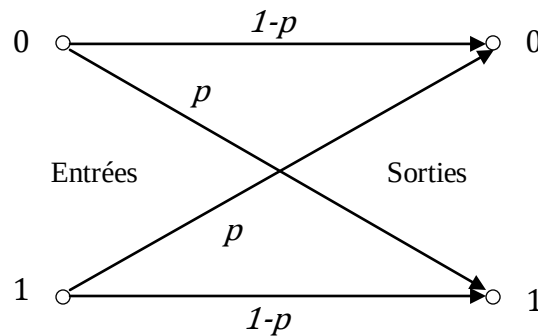


Fig. 1. 5 : Diagramme du canal binaire symétrique

1.3.2. Canal à bruit additif blanc gaussien

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

$$r(t)=s(t)+v(t) \quad (1.8)$$

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

$$p(r|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (1.9)$$

1.4. Perturbations du canal

Les perturbations du canal électromagnétique peuvent être de trois formes : le bruit radio-électrique, l'affaiblissement à grande échelle et les évanouissements à moyenne et à petite échelle.

1.4.1. Bruit radio-électrique

Le bruit radio-électrique est l'ensemble des perturbations ne contenant pas d'informations utiles au signal émis. Il est classé en deux catégories : le bruit interne et le bruit externe. Le bruit interne correspond au bruit généré par les différents composants d'un système de transmission. Les bruits externes au système sont d'origines extra-terrestres ou terrestres. Les bruits extra-terrestres perturbent essentiellement les liaisons spatiales ou les voies montantes vers les satellites. Le bruit terrestre est dû :

- à l'absorption sélective des ondes par les molécules de l'atmosphère à certaines fréquences précises,
- aux parasites atmosphériques,
- au rayonnement de l'environnement,

- à l'activité humaine.

1.4.2. Affaiblissement à grande échelle (Large scale fading)

Dans un cas idéal de propagation libre, le signal reçu est inversement proportionnel au carré de la distance est donné par [5] :

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (1.10)$$

Où P_t est la puissance rayonnée émise, P_r la puissance reçue, λ_c la longueur d'onde de la fréquence porteuse, G_t et G_r sont les gains d'antennes de l'émetteur et du récepteur respectivement et d est la distance entre les deux antennes d'émission et de réception.

Cette équation donne l'affaiblissement moyen du signal pour une liaison dégagée. En plus de la tendance générale de l'affaiblissement du signal, s'additionnent deux autres fluctuations : les évanouissements à moyenne et à petite échelles.

1.4.3. Evanouissement à moyenne échelle

Les évanouissements à moyenne échelle sont causés par des zones d'ombres dues à des immeubles ou des éléments du relief. Ils se déterminent par la moyenne locale de l'affaiblissement. La distribution statique de la moyenne locale a été étudiée expérimentalement. Cette distribution est influencée par la hauteur des antennes, la fréquence de fonctionnement et le type d'environnement. Cependant, des observations ont permis de constater que la puissance moyenne reçue approche une distribution normale lorsqu'elle est tracée en logarithmique et est décrite par la loi :

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.11)$$

Où x est la variable aléatoire en décibels représentant la fluctuation de la puissance du signal, μ et σ^2 sont la moyenne et la variance de x , exprimées en décibels, μ est calculée à partir de (1.11). Une valeur typique de σ est 8 db.

1.4.4. Evanouissement à petite échelle

Les évanouissement à petite échelle représentent les fluctuations rapides du signal reçu en espace, temps et fréquence et sont dus aux diffuseurs situés entre l'émetteur et le récepteur.

Les différentes interactions que peut subir une onde sur un réflecteur sont [6], [7] :

La réflexion/réfraction apparaît lorsque l'onde atteint un obstacle dont la longueur est grande et les irrégularités de la surface petites par rapport à la longueur d'onde. Suivant la composition du réflecteur (plus au moins conducteur), l'énergie est soit réfléchie, dans le cas où le réflecteur est parfaitement conducteur, ou soit réfractée. Lors de la réfraction, une partie de l'énergie est transmise à travers l'objet et une partie est réfléchie. Si à la surface d'un objet, des aspérités petites par rapport à la longueur d'onde sont présentes, de multiples réflexions diffuses peuvent avoir lieu dans diverses directions

- **la diffraction** se produit lorsque l'onde rencontre un objet ayant des dimensions petites par rapport à la longueur d'onde et dont les caractéristiques physiques le rendent imperméable aux ondes électriques où lorsque l'objet a des arêtes vives. Alors chaque lieu de diffraction se comporte comme une source secondaire de rayonnement de l'onde.
- **La diffusion** intervient lorsque l'onde rentre dans une zone contenant un nombre important d'éléments de dimensions proches de la longueur d'onde où inférieures. La diffusion apparaît aussi lorsque la surface d'un objet a des aspérités suffisamment grande par rapport à la longueur d'onde et en grand nombre.

Grâce à la réflexion/réfraction, la diffraction et la diffusion, une onde peut atteindre des zones d'ombres qu'elle n'aurait pas pu atteindre autrement. C'est pourquoi même en visibilité non directe (Non Line of Sight NLOS) un récepteur peut capter des signaux électromagnétiques.

En supposons les évanouissements causées par la superposition d'un grand nombre de trajets indépendants, alors, les composantes en phase et en quadratique du signal reçu peuvent être vues comme un processus gaussien indépendant de moyenne nulle. L'enveloppe du signal reçu a une densité de probabilité de Rayleigh :

$$f(x) = \frac{2x}{\Omega} e^{-\frac{x^2}{\Omega}} u(x) \quad (1.12)$$

Où Ω est la puissance moyenne reçue et $u(x)$ est la fonction échelon définie par

$$u(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0, x \in \mathbb{R} \\ 0 & \text{si } x < 0, x \in \mathbb{R} \end{cases} \quad (1.13)$$

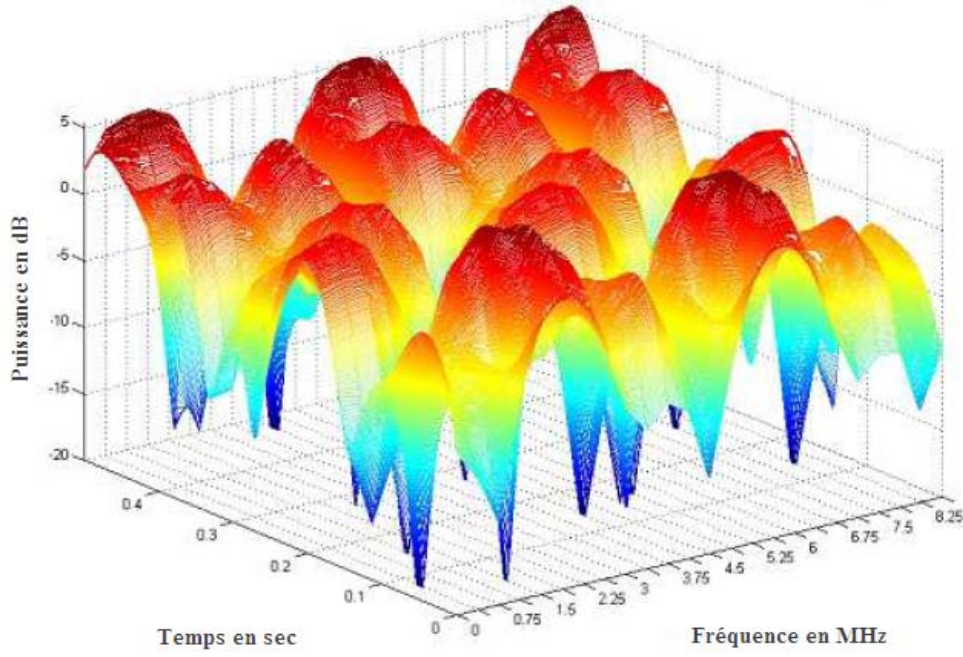


Fig. 1.6 : Allure de la réponse d'un canal à évanouissement rapide

S'il ya un trajet direct (Line of Sight LOS) entre l'émetteur et le récepteur de puissance supérieure aux trajets réfléchis, l'enveloppe du signal ne suit plus une distribution de Rayleigh mais une distribution de Rice. Dans la distribution de Rice, un facteur important est le facteur K , qui définit le ratio entre la puissance moyenne du canal et la puissance des signaux réfléchis. La densité de probabilité (DDP) de Rice d'un signal reçu est donnée par :

$$f(x) = \frac{2x(K+1)}{\Omega} e^{(-K - \frac{(K+1)x^2}{\Omega})} I_0(2x\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}) u(x) \quad (1.14)$$

Où Ω est la puissance moyenne reçue définie précédemment et I_0 est la fonction de Bessel d'ordre zéro modifiée définie par :

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-xcos\theta} d\theta \quad (1.15)$$

En l'absence de trajet direct prédominant ($K=0$), la DDP de Rice (1.14) se réduit en fait à une DDP de Rayleigh (1.12) avec $I_0=1$. D'autres distributions, telle que Nakagami, peuvent être trouvées dans la littérature

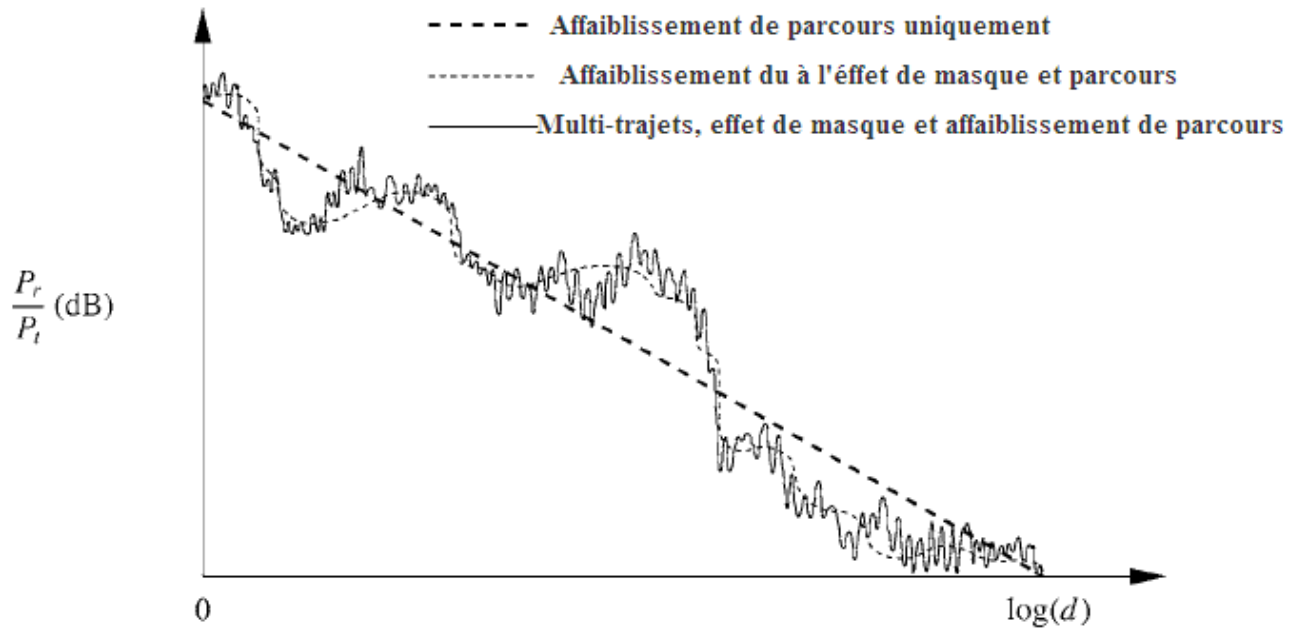


Fig. 1.7 : Les différents types d'affaiblissements

1.5. Définition de l'étalement temporel

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissement, les composantes du signal ayant emprunté des chemins distincts arrivent au récepteur avec des retards différents. L'étalement temporel noté T_m est défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal. La bande de cohérence du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquence sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence en revanche, les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel : $B_c \sim \frac{1}{T_m}$. Notons B_s la largeur de bande du signal transmis, tant que $B_s \ll B_c$, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit non sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, au moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit sélectif en fréquence, traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférences entre symboles (IES), on essaie en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal.

1.6. Effet Doppler

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

Pour garantir la non sélectivité à la fois en fréquence et en temps, il faut en résumé respecter les conditions : $T_m \ll T_s \ll T_c$.

Parmi les environnements de propagations courants, il est toutefois assez rare qu'un canal respecte parfaitement ces contraintes, obligeant les opérateurs à trouver un compromis.

1.7. Trajets multiples

Nous avons vu que lors de la propagation de l'onde électromagnétique, celle-ci subit un grand nombre d'interférences avec l'environnement (figure 1.8). Par conséquent les ondes empruntent des trajets différents avant d'atteindre le récepteur et, ne parcourant pas la même distance et ne se réfléchissant pas sur les mêmes surfaces, elles arrivent à des instants et à des niveaux de puissance différents.

La réponse impulsionnelle (RI) équivalente en BdB d'un canal multi-trajets variant dans le temps est donnée par [8], [9] :

$$\tilde{c}(t, \tau) = \sum_{n=1}^L \tilde{c}_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) \text{ avec } \tilde{c}_n(t) = c_n(t) e^{j\theta_n(t)} \quad (1.16)$$

Où $\tilde{c}_n(t)$ est l'atténuation retardée de $\tau_n(t)$ et déphasée de $\theta_n(t)$ du n^{eme} trajet à l'instant t .

A l'aide de la théorie de Bello, il est possible de caractériser le canal grâce à la RI. Cette théorie introduite en 1973 est la base de la caractérisation d'un canal de propagation [10], [11].

La Figure 1.9, montre les différentes relations obtenues à partir de l'évolution de la RI dans le temps pour un canal variant temporellement.

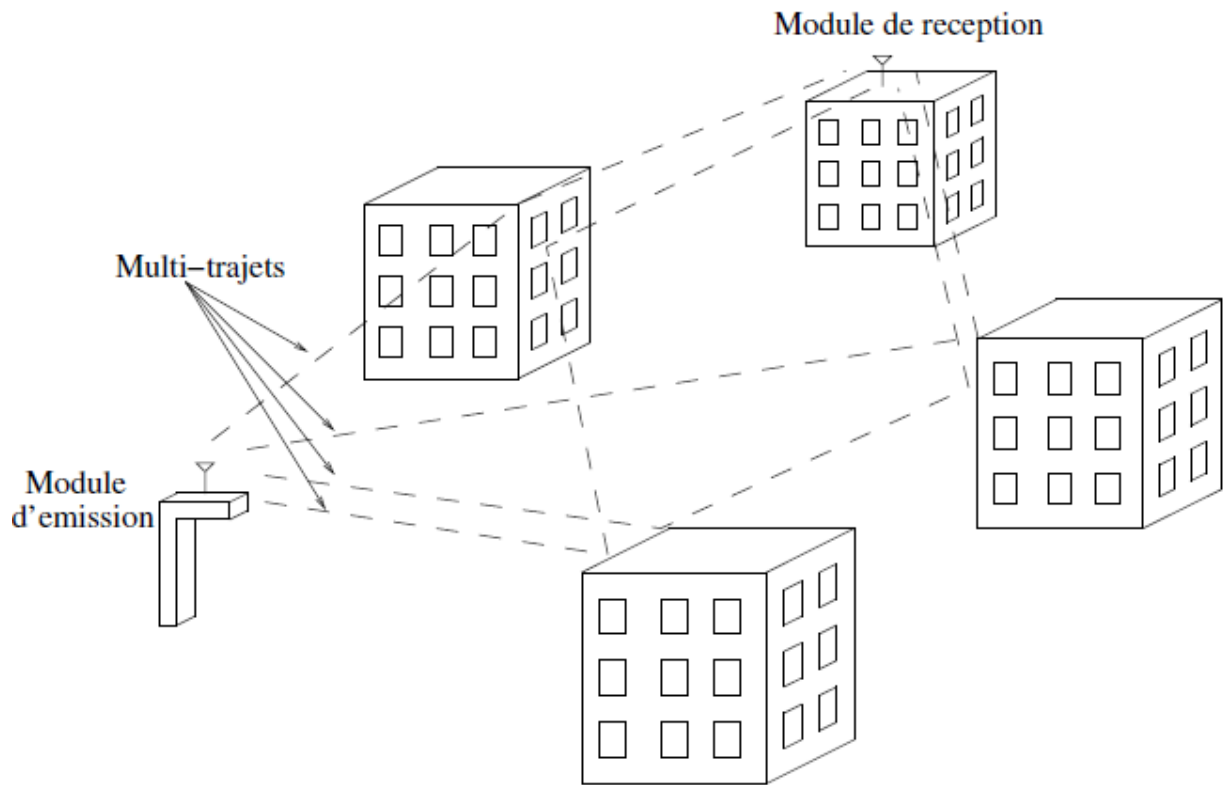


Fig. 1.8 : Représentation d'un système SISO urbain

Pour passer d'une représentation à une autre dans le diagramme de Bello, il suffit d'appliquer une TF ou une TF inverse (TFI) soit sur la variable temps t , fréquence f , retard τ , fréquence doppler ν : $\tilde{c}(t, \tau)$ et $\tilde{c}(t, f)$ sont respectivement l'évolution des réponses impulsionnelles et fonction de transfert au cours du temps, $\tilde{c}(\nu, f)$ est la fonction bifréquentielle et $\tilde{c}(\nu, \tau)$ l'évolution temporelle du décalage doppler en fonction du retard de propagation.

La caractérisation pour les canaux de propagation aléatoires peut être aussi représentée selon Bello mais en prenant les quantités statistiques du canal (autocorrélation, DSP, etc.). Elle ne s'applique qu'en considérant l'hypothèse de stationnarité au sens large. La notion de stationnarité est utilisée dans les domaines temporelle, spatiale ou fréquentielle. Ainsi, pour la

modélisation du canal selon cette hypothèse, nous considérons que ces paramètres statiques sont stationnaires au sens large (WSS : Wide Sense Stationary) et que les diffuseurs sont non corrélés (US : Uncorrelated Scatters). Ceci implique que la variation de la puissance moyenne du signal est peu importante pour des variations spatiales ou temporelles.

Ainsi, en considérant $\tilde{c}(t, \tau)$ la RI du canal obtenue en un point donné (variabilité spatiale nulle), la modélisation WSSUS du canal impose alors deux conditions sur les autocorrélations.

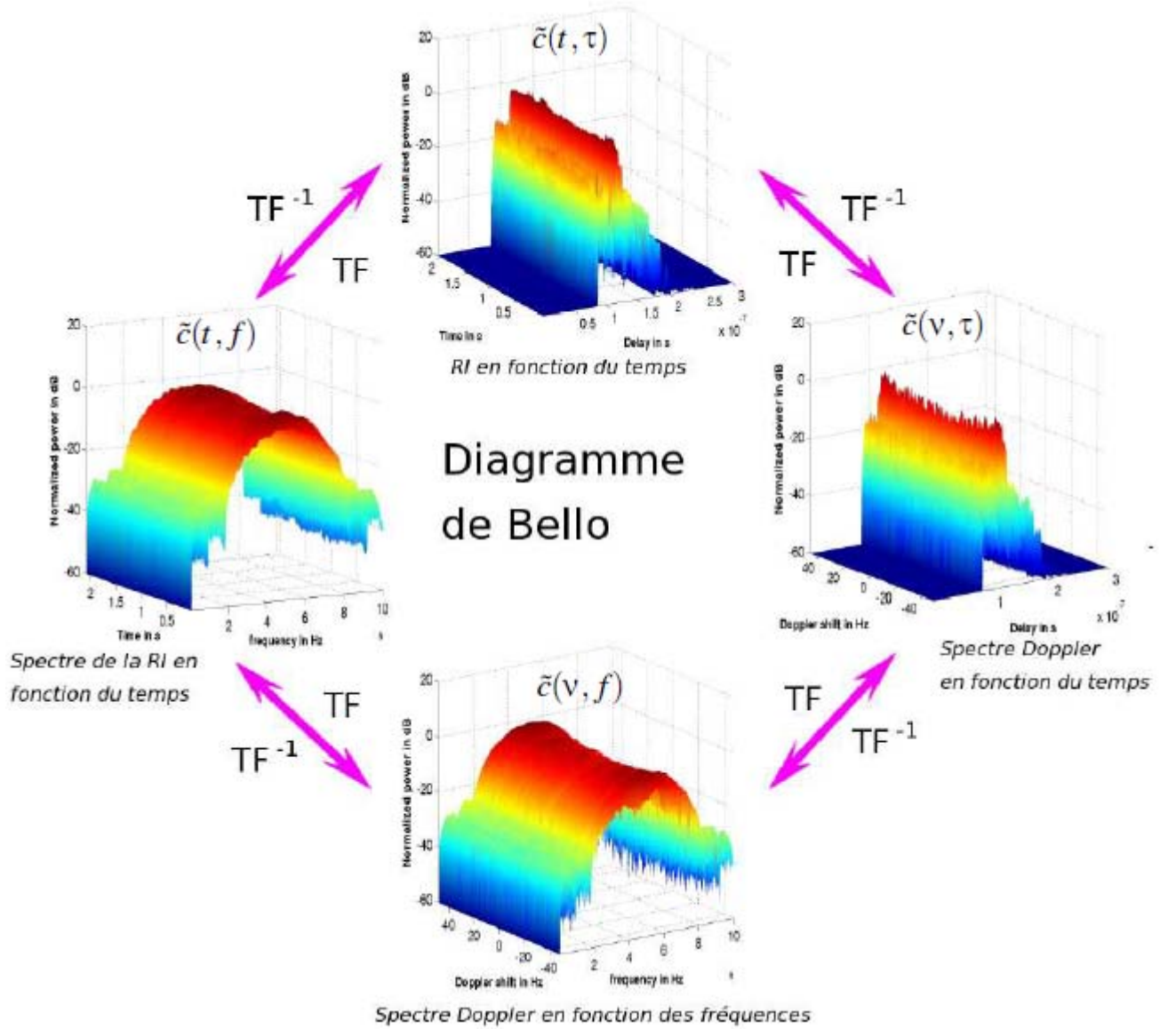


Fig. 1.9 : Diagramme de Bello pour canal invariant spatialement

- WSS stationnarité au sens large :

$$\phi_{\tilde{c}}(\Delta t; \tau_i, \tau_j) = \phi_{\tilde{c}}(\Delta t; \tau_i) \delta(\tau_i - \tau_j) \quad (1.17)$$

pour $\Delta t=0$, $\Phi_{\tilde{c}}(\Delta t; \tau_i)$ représente la puissance moyenne en fonction des τ .

Sous ces hypothèses, la corrélation fréquentielle s'écrit :

$$\Phi_{\tilde{c}}(\Delta t; \Delta f) = \frac{1}{2} E[\tilde{c}(t, f) \tilde{c}^*(t + \Delta t, f + \Delta f)] = \text{TF}[\Phi_{\tilde{c}}(\Delta t, \tau)] \quad (1.18)$$

Il est alors possible d'extraire des paramètres importants caractérisant le canal : la bande de cohérence, l'étalement temporel et le retard moyen du canal.

La bande de cohérence est la largeur de bande fréquentielle où le canal est considéré plat. Elle est calculée à partir de la corrélation fréquentielle du canal par :

$$\frac{\Phi_{\tilde{c}}(0; \Delta f)}{\Phi_{\tilde{c}}(0; 0)} = \zeta \quad (1.19)$$

Où $(\Delta f)_c = B_c$ est la bande de cohérence et où ζ est une constante généralement prise à $\frac{1}{2}$ soit 3dB.

Nous pouvons écrire le profil de puissance en fréquence par :

$$\Phi_{\tilde{c}}(\tau_l) = \frac{1}{2} E[\tilde{c}(t, \tau_l) \tilde{c}^*(t, \tau_l)] \quad (1.20)$$

L'étalement temporel, noté τ_{rms} pour "root mean square", mesure la dispersion temporelle du canal. Il est calculé à partir du profil de puissance associé par :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^L \Phi_{\tilde{c}}(\tau_l) \tau_l^2}{\sum_{l=1}^L \Phi_{\tilde{c}}(\tau_l)} - \left[\frac{\sum_{l=1}^L \Phi_{\tilde{c}}(\tau_l) \tau_l}{\sum_{l=1}^L \Phi_{\tilde{c}}(\tau_l)} \right]^2} \quad (1.21)$$

Le retard moyen du canal, qui peut être vu comme le centre de gravité du profil de la réponse temporelle, est calculé par :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=1}^L \Phi_{\tilde{c}}(\tau_l) \tau_l}{\sum_{l=1}^L \Phi_{\tilde{c}}(\tau_l)} \quad (1.22)$$

1.8. Performance en termes d'erreurs binaire

Nous avons vu différentes modulations permettent d'émettre des données dans un canal de transmission et l'influence de la propagation sur le signal. Dans un cas idéal, il n'y a pas d'atténuation due au canal et pas de bruit interne (bruit électrique généré par les composants électroniques). Alors, pour récupérer le signal d'origine (démodulation) et retrouver les données émises, il suffit d'effectuer la méthode inverse de la modulation. Mais dans un cas non idéal, le signal est perturbé par le canal lors de la propagation. De plus, les composants électroniques générant un bruit électrique, le signal reçu n'est pas identique à celui émis. Ainsi, il est nécessaire de quantifier la qualité d'une transmission de données binaires, pour pouvoir juger la qualité, il suffit pour cela de comptabiliser le nombre de bits erronés reçus sur le nombre de bits émis. Cette comptabilisation donne le taux d'erreurs binaire (TEB). Suivant le type de canal, la puissance du bruit et le type de modulation, le TEB change et il est donc intéressant de prédire les performances et la robustesse du système sans avoir à réaliser tous les cas possibles. Une technique bien connue pour étudier un système quel qu'il soit est de le modéliser afin de simuler son comportement en recréant un maximum de cas rencontrés dans la réalité. En effet, une réalisation quasi-complète de toutes les variables rentrant en compte dans le modèle donne un bon aperçu des performances futures. Pour tracer des courbes de TEB en simulation, un grand nombre de réalisations de symboles, de coefficients de canal et d'échantillons de bruit sont générés. Plus le nombre de réalisations est important et plus les courbes de TEB sont représentatives de la réalité. La technique de simulation basée sur des tirages d'éléments est appelée méthode de Monte-Carlo. Elle est relativement simple à mettre en œuvre et nécessite une bonne connaissance du système pour pouvoir modéliser son fonctionnement. Cependant, la méthode Monte-Carlo peut se révéler longue en temps de simulation et très "gourmande" en puissance de calcul car plus la précision recherchée est grande et plus le nombre d'éléments générés doit être important. Si pour chaque élément un calcul complexe doit être effectué le temps total de la simulation devient vite exorbitant.

Afin de s'affranchir des simulations, il est possible de reproduire mathématiquement le comportement d'un système en utilisant des modèles mathématiques (par exemple la loi de Rayleigh pour le canal).

1.9. Rapport signal sur bruit (RSB)

Dans ce mémoire, les courbes de performances seront généralement exprimées en fonction du rapport signal à bruit (RSB) obtenu après la démodulation OFDM, c'est-à-dire en sortie de la TFD. Il est cependant utile de pouvoir relier ce RSB au paramètre conventionnel d'entrée du récepteur, qui est le rapport $\frac{E_b}{N_0}$.

Le rapport signal à bruit (RSB) pour le m-ième symbole $[X_{(n)}]_m$ est donné (pour des symboles normalisés, décorrélés et un canal normalisé) par :

$$RSB_m = \frac{\sum_{k=1}^N E[|[\mathbf{H}_{(n)}]_{k,m} [\mathbf{X}_{(n)}]_m|^2]}{E[|[\mathbf{W}_{(n)}]_m|^2]} = \frac{\sum_{k=1}^N P_{k,m}}{\sigma^2} = \frac{1}{\sigma^2} \quad (1.23)$$

Le RSB complet pour le symbole OFDM $\mathbf{X}_{(n)}$ (normalisé) est donc donné par :

$$RSB = \frac{\sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^N P_{k,m}}{\sum_{m=1}^N E[|[\mathbf{W}_{(n)}]_m|^2]} = \frac{1}{\sigma^2} = RSB_m \quad (1.24)$$

L'énergie moyenne par bit à l'entrée (Haute fréquence) du récepteur est définie par :

$$E_b = \frac{1}{2} E[|r(t)|^2] \times T_b \quad (1.25)$$

Avec $T_b = \frac{T_u}{N.N_b}$ est le temps bit et N_b est le nombre de bits par symbole $[\mathbf{X}_{(n)}]_m$. Avec la convention du canal normalisé, on a ainsi :

$$E_b = \frac{1}{2} E \left[[\mathbf{X}_{(n)}]_m [\mathbf{X}_{(n)}]_m^* \right] \cdot N \cdot T_b = N \cdot \frac{T_b}{2} \quad (1.26)$$

On peut finalement en déduire la relation entre le RSB et le rapport $\frac{E_b}{N_0}$:

$$RSB = \frac{2E_b/N.T_b}{2N_0/T_u} = N_b \frac{E_b}{N_0} \quad (1.27)$$

$$(RSB)dB = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) dB + 10 \log_{10} N_b \quad (1.28)$$

On aura donc par exemple pour des symboles QPSK, la relation $\left(\frac{E_b}{N_0} \right) dB = (RSB)dB - 3dB$.

1.10. Conclusion.

Nous avons donné dans ce chapitre un aperçu général sur les communications numériques en donnant le schéma bloc des différentes composantes de la chaîne de transmission, l'importance a été accordée à l'un des aspects qui la caractérise, à savoir la modulation, le choix judicieux de cette dernière d'une manière adaptée aux conditions du canal, permet d'avoir une fiabilité optimale de l'information transmise.

Les canaux de transmissions subissent les aléas des milieux de propagation. Dans le cas de l'interface aire utilisée dans les transmissions sans fil, ces aléas peuvent être l'évanouissement, l'effet de masque, les multi-trajets (réfraction, diffraction), dispersion, ...etc. la connaissance du type du canal et les perturbations dont il fait l'objet permet de faire les choix qui s'imposent pour atteindre les résultats escomptés. Enfin, nous avons montré une approche qui permet d'évaluer la qualité de la communication numérique en recourant au calcul du Taux d'erreur binaire (TEB) du signal reçu.

Chapitre II

Etude de la quatrième génération (4G) du mobile

2.1. INTRODUCTION

Les communications mobiles sont devenues des nécessités et même des commodités quotidiennes. Dans les décennies précédentes elles ont évoluées d'une technologie réservée à un nombre restreint d'individus aux systèmes actuels omniprésents dans notre vie. La tâche qui consiste à développer les technologies mobiles a, aussi évoluée, d'une préoccupation nationale ou régionale pour devenir une mission complexe et grandissante, prise en charge par des organisations de développement de standards à l'échelle globale comme le 3GPP (3rd Group Partnership Project).

Les technologies de communication mobile sont souvent divisées en générations, ainsi, la (1G) est le système mobile analogique des années 1980s du siècle dernier. La (2G) est le premier système mobile numérique et la 3G le premier des systèmes pouvant supporter des données à haut débit (broadband data) [12],[13],[14]. L'évolution à long terme ou la LTE (long term evolution) est souvent appelée "4G", mais beaucoup aussi revendiquent que la LTE version (release) 10, à laquelle on fait référence par LTE-Advanced est l'étape de l'évolution réelle vers la 4G avec la première version de la LTE : version(release) 8 comme étant la "3.9G". Alors que d'autres considèrent la LTE-Advanced version 10 comme la "4.5" Cette course continue d'un nombre grandissant de séquences de générations du système mobile n'est en faite qu'une question "d'étiquettes". Le plus important étant les capacités du système actuel et la manière dont elles ont évoluées.

Dans ce contexte il est nécessaire de constater que la LTE et la LTE-A relèvent de la même technologie, avec l'étiquette "Advanced" ajoutée à la base pour mettre en évidence la relation entre le LTE version (release) 10 (LTE-Advanced) et le ITU/IMT-Advanced. Ceci ne fait pas de LTE-Advanced une technologie différente de LTE et ne constitue en aucun cas l'étape finale pour la LTE. Un autre aspect important est que le travail qui consiste à développer la LTE et la

LTE-Advanced est une tâche continue au sein du 3GPP, le même organisme qui a développé le premier système 3G (WCDMA/HSPA).

2.2. Evolution des systèmes mobiles avant le LTE

En Europe, le projet GSM(à l'origine :groupe spéciale mobile, et après : global system for mobile communications) a été lancé dans le milieu des années 1980s par les administrations de télécommunication dans le CEPT pour le développement d'un système paneuropéen, et a continu après au sein de l'institut européen de standards de télécommunication (ETSI) . Le standard GSM été basé sur le concept de l'accès multiple avec répartition temporelle ou TDMA(Time Division Multiple Access) tout comme pour le standard américaine US-TDMA et le japonais PDC. Après quelques temps, le développement du standard accès multiple avec répartition de code ou CDMA(Code Division multiple Access) qui fait baptisé IS-95 est achevé aux USA en 1993. L'introduction des données par paquets dans les réseaux cellulaires été effectuée pendant la deuxième moitié des années 1990s. Avec l'introduction du GPRS (general Packets Radio services) dans le GSM et l'introduction, du service des données par paquets, aussi dans d'autres technologies cellulaires comme le standard japonais PDC. Ces technologies sont souvent désignées sous la référence 2.5G. Le succès de cette évolution technologique a donné une vision claire sur le potentiel de développement des applications à base de données par paquets dans les systèmes mobiles, en dépit du fait que les débits supportés pendant cette période étaient très bas.

L'avènement de la 3G caractérisée par une interface radio de l'UTRA (Universal Terrestrial Radio Access), à bande passante plus élevée, a donnée des possibilités pour une multitude de nouveaux services qui étaient difficilement imaginables avec la 2G et la 2.5G.

Le développement de la technologie de l'accès radio du système 3G de nos jours est pris en charge par le forum 3GPP.

2.2.1. Première standardisation de la 3G

Le travail sur le système mobile de la 3G été initié au niveau de l'ITU (international telecommunication union) dans les années 1980s, au début sous le label "FPLMTS" (Future Public Land Mobile telecommunications systems) qui a vu son appellation changée à IMT-2000. Quand les activités de standardisation ont été entamées en Europe par l'ETSI en 1996, il y avait les propositions des concepts WCDMA venues à la fois du projet européen de recherche (FRAMES) et de l'organisme japonais de standardisation ARIB. Les propositions venues du

japon et d'Eroupe ont convergées et sont devenues une partie du concept qui a été retenu au début du 1998 dans le "European Work on Universal Mobile Telecommunication services"(UMTS), qui fut le nom européen pour la 3G.

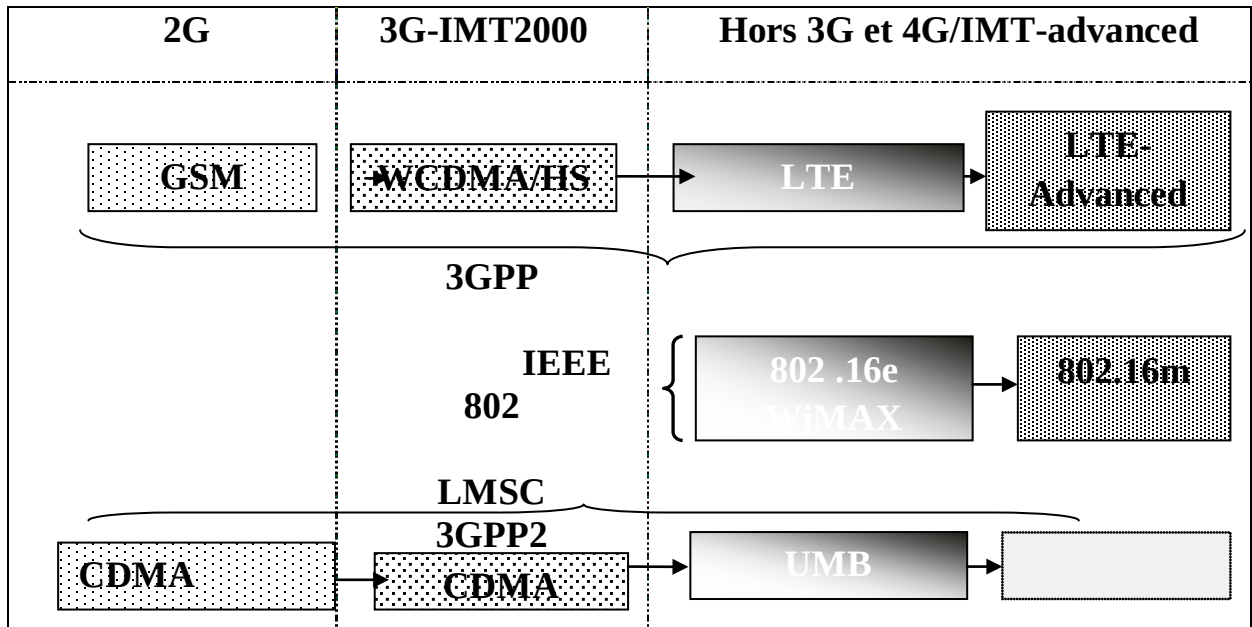


Fig. 2.1 : Evolution des systèmes cellulaires

La standardisation de la 3G s'est poursuivie en parallèle au niveau de plusieurs groupes de standards, jusqu'à la fin de 1998, quand le "Third Generation Partnership project (3GPP)" été formé par des organisations de développement de standards du monde entier.

2.2.2. Evolution à long terme : LTE

Les exigences pour la technologie LTE englobe :

- L'amélioration de l'expérience de l'utilisateur moyennant un débit plus haut et une latence réduite,
- La réduction des coûts opérationnelles et de déploiement,
- Une intégration facile et transparente avec les systèmes existants.

Ces exigences peuvent à leur tour être décomposées en différentes catégories : performance du système, latence, déploiement et complexité. Pour atteindre ces objectifs, de nouvelles conceptions pour l'interface radio des réseaux et de l'architecture du système sont requises.

Technologie	Débit maximal théorique
GSM(2G)	9.6 Kbps
IS-95(2G)	14.4 Kbps
GPRS(2G)	171.2 Kbps
EDGE(2.5G)	473 Kbps
Cdma2000 1x (2G)	628.4 Kbps
WCDMA(3G)	1920 Kbps
GERAN/EGPRS2(3G)	947.2 Kbps
HSDPA Rel-5 (3.5G)	14 Mbps
CDMA 2000 1Xev-DO (3G)	3.1 Mbps
HSPA Rel-9 (3.5G)	84 Mbps (2×2 MIMO, Double porteuse)
LTE Rel-8 (4G)	300 Mbps (20 MHZ, 4×4 MIMO)
WiMAX (4G)	26 Mbps (10 MHZ, 2×2 MIMO)
WiMAX/802.16m (4.5G)	303 Mbps (20 MHZ, 8×8 MIMO)
LTE-Advanced Rel-10 (4.5G)	3 Gbps (100 MHZ, 8×8 MIMO)

Tab. 2.1. : Débit maximale dans le sens descendant(DL) pour différentes technologies

Une liste représentative des exigences pour la LTE Rel.8 est donnée dans le Tableau 2.2, D'un point de vue système et performance utilisateur, les exigences suivantes ont été définies : débit maximal, efficacité spectrale de la cellule, capacité utilisateur en limite de la cellule. Pour la transmission dans le sens descendant(DL), des débits maximaux d'au moins 100 Mbps doivent être assurés pour un système à bande passante de 20 MHz, alors que pour la transmission dans le sens ascendant(UL), des débits maximaux de 50 Mbps doivent être assurés. Les exigences pour la performance moyenne utilisateur, cellule et limite de la cellule sont définies en termes de l'efficacité spectrale (c.à.d. le débit permis en bits par seconde par Hz) et en relation à la performance de L' UMTS Rel.6. En général une amélioration d'un facteur de 3-4 est prévue en (DL) alors que pour le (UL) celle d'un facteur de 2-3 est prévue.

Caractéristique	Exigences
Débit maximal	Descendant(DL) 100 Mbps à 20MHz Ascendant(UL) 50 MHz à 20MHz
Efficacité spectrale pou l'Utilisateur	Descendant(DL)-3-4fois Rel.6 HSPA Ascendant(UL)-2-3 fois Rel.6 HUPA
Efficacité spectrale pou l'Utilisateur En limite de cellule	Descendant(DL) : 15 bit/s/Hz Ascendant(UL) : 3.75 bit/s/Hz
Efficacité spectrale moyenne pour l'Utilisateur	Descendant(DL) : 15bit/s/Hz Ascendant(UL) : 3.75 bit/s/Hz
Latence au Niveau contrôle(C-plan)	100ms de l'état campé à celui actif 50ms de l'état dormant à celui actif
Capacité Niveau contrôle(C-plan)	400 Utilisateurs
Niveau utilisateur (U-Plane)	10ms
Service diffusion	efficacité spectrale D'1bit/s/Hz
Mobilité	jusqu'à 350Km/h
Distance maximale de la cellule	100Km
Bande supportée	Flexible 1.4-20MHz

Tab. 2.2. : Exigences du système LTE définies par le 3GPP.

2.2.3. Principales caractéristiques du système LTE [14]

- Aspect multi-accès
- Sens descendant (DL) : utilisation de l'OFDMA avec CP(préfix cyclique)
- Sens ascendant (UL) : utilisation d'une seule bande FDMA(SC-FDMA) avec CP
- Adaptation de la modulation et du codage :AMC(Adaptive modulation and coding)
- Modulation en DL : QPSK, 16QAM et 64QAM
- Modulation en UL : QPSK et 16 QAM

- Rel.6 turbo code : débit de codage de $1/3$, deux encodeurs à 8-états et un entrelaceur à contention libre
- Techniques du multiplexage MIMO (multi-entrées multi-sorties) spatial
 - $(2 \text{ ou } 4) \times (2 \text{ ou } 4)$ en (DL) et (UL) supportées.
 - Multiutilisateurs MIMO aussi supportée
- Requête automatique de répétition : ARQ (automatic repeat request), à l'intérieur de la sous couche RLC et ARQ hybride (HARQ) à l'intérieure de la sous couche MAC
- Contrôle de puissance et adaptation du lien
- Support implicite pour la coordination en interférence
- Support des deux modes FDD et TDD.
- Support possible du fonctionnement en réseau à fréquence unique (SFN) pour le support du MBMS
- Un signal commun de synchronisation en temps transmise par plusieurs cellules.

2.3. Interface radio du système LTE

L'interface radio du système LTE est basée sur la technique du multiplexage par division de fréquence. Le multiplexage par division de fréquence orthogonale (OFDMA) est utilisé dans le sens descendant (DL) alors que l'accès multiple à division de fréquence à une seule porteuse (SC-FDMA) est utilisé dans le sens montant, l'OFDMA offre une bonne protection contre les conditions radio qui varient rapidement, incluant l'évanouissement rapide et les composants radio qui ont une propagation multi-trajet. Cependant, ce n'est pas une solution très efficace, comme le comportement du rapport de puissance du pic-à-moyenne (PAPR) cause des difficultés dans la conception du circuit des équipements. C'est pour cette raison que le SC-FDMA a été choisi dans le sens montant (UL) pour que l'UE puisse surmonter cette contrainte

L'évolution à long terme (LTE) supporte aussi bien le duplexage à division de fréquence (FDD) que le duplexage à division de temps (TDD). Dans le mode FDD, les transmissions montante et descendante se produisent dans des bandes de fréquences séparées, alors que le mode TDD utilise des intervalles de temps (timeslots) de la même bande de fréquence pour la transmission dans les liaisons montante et descendante. Les deux modes peuvent être utilisés d'une manière efficace de façon est ce que l'ensemble des bandes soient les mêmes, variant entre 1.4 et 20 MHz. Selon la bande utilisée et d'autres facteurs comme les variantes MIMO et la technique de

modulation, le débit maximale de données que le LTE offre est jusqu'à 300 Mbps dans le sens descendant et jusqu'à 75 Mbps dans le sens montant.

2.3.1. OFDM

Le LTE utilise l'OFDM (Orthogonal Frequency division Modulation) dans le sens descendant (DL), qui est la direction de l'eNodeB vers l'UE. Cette direction est parfois appelée lien directe. L'OFDM est conforme aux exigences du système LTE au regard à la flexibilité du spectre, et permet d'établir une base à coûts efficaces pour de larges bandes de fréquence qui offrent des pics de débits de données très élevés. La ressource physique du LTE peut être vue comme une grille de temps-fréquence. Dans le domaine fréquentiel, l'espacement entre les sous-porteuses adjacentes est de 15 KHz

L'OFDM consiste à fragmenter les flux de données pour qu'elles soient transmises sur plusieurs sous porteuses, permettant d'augmenter la période du symbole. Vu que les techniques de modulations à faibles débits sont plus robustes aux multi-trajets, il est plus commode de transmettre plusieurs flux de données à bas débits en parallèle plutôt qu'un flux de données à haut débits. Le but d'utiliser plusieurs sous porteuses est d'obtenir un canal qui soit presque constant (plat) sur chaque sous bande donnée, ce qui rend l'égalisation plus simple au niveau du récepteur. En outre, l'OFDM permet l'utilisation des techniques MIMO à complexité réduite. Finalement l'OFDM permet une utilisation flexible de la bande de fréquence et peut réaliser des débits de données très élevés.

L'OFDM repose sur la fameuse technique de multiplexage à division de fréquence FDM (Frequency Division Multiplexing). Dans la FDM, les différents flux d'informations sont mappés à des canaux de fréquences séparés parallèles. L'OFDM diffère de la traditionnelle FDM :

- Le même flux d'informations est mappés à un grand nombre de sous porteuses étroites ce qui induit une augmentation de la période du symbole en comparaison aux techniques à un seul canal.
- Les sous porteuses sont orthogonales mutuellement en vue de réduire l'interférence inter-porteuses (ICI). De plus, l'entrelacement entre les sous porteuses est toléré pour réaliser une haute efficacité spectrale.
- Un intervalle de Garde, souvent appelée préfix cyclique (CP), est ajouté au début de chaque symbole OFDM pour préserver l'orthogonalité entre les sous porteuse et éliminer l'interférence inter-symbole (ISI) et l'ICI.

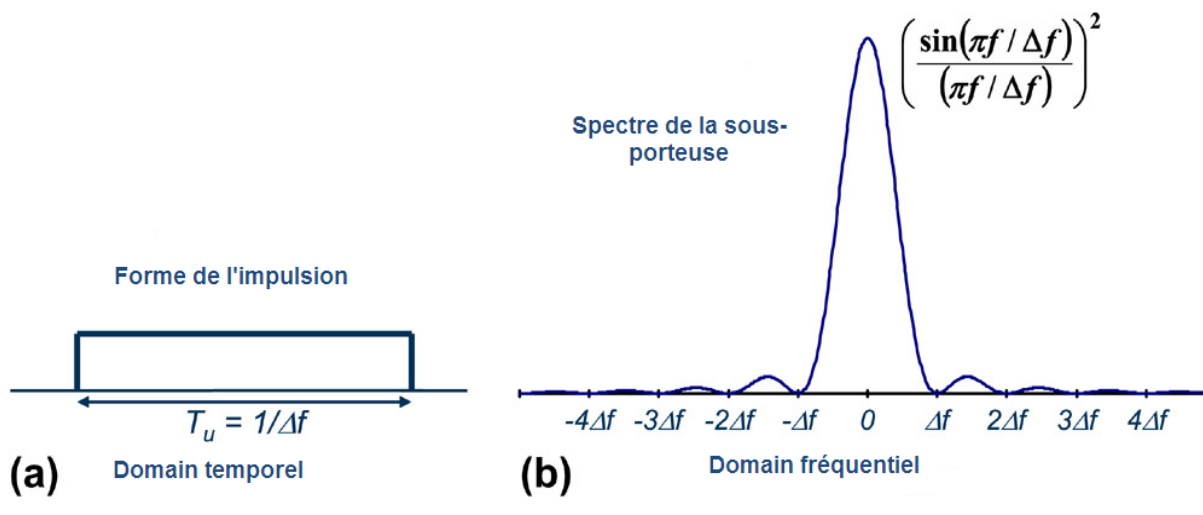


Fig. 2.2 : (a) Forme d'impulsion par sous porteuse et (b) Spectre de la transmission OFDM de base.

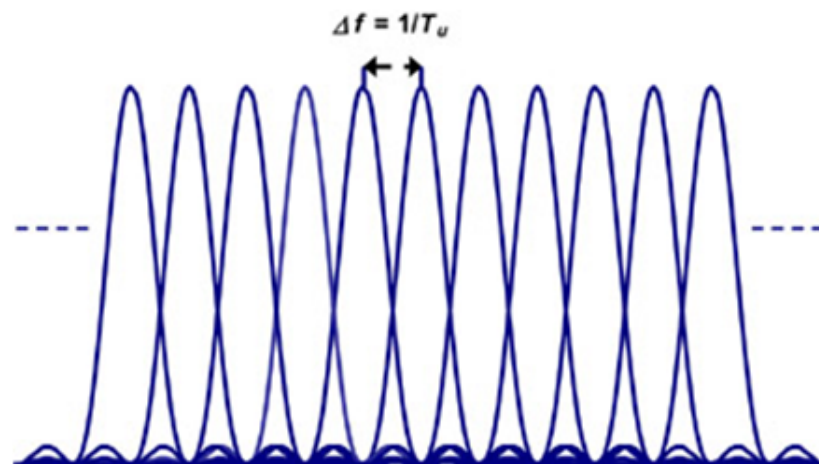


Fig. 2.3 : Illustration de l'espacement entre sous porteuse.

2.3.2. Chaîne de transmission OFDM

La figure 2.4, représente un schéma bloc simplifié d'un système OFDM à une seule entrée et une seule sortie (SISO). Sur le côté de l'émetteur, les symboles (QAM/PSK) modulés sont mappés à N sous porteuses orthogonales. Ce ci est effectué à l'aide d'une opération de transformée de Fourier discrète inverse (IDFT). Souvent, l>IDFT est effectuée avec un algorithme de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT), qui est efficace du point de vue

calcul. Ensuite, le CP est inséré et une conversion parallèle-série est effectuée préalablement à la transmission sur l'interface air.

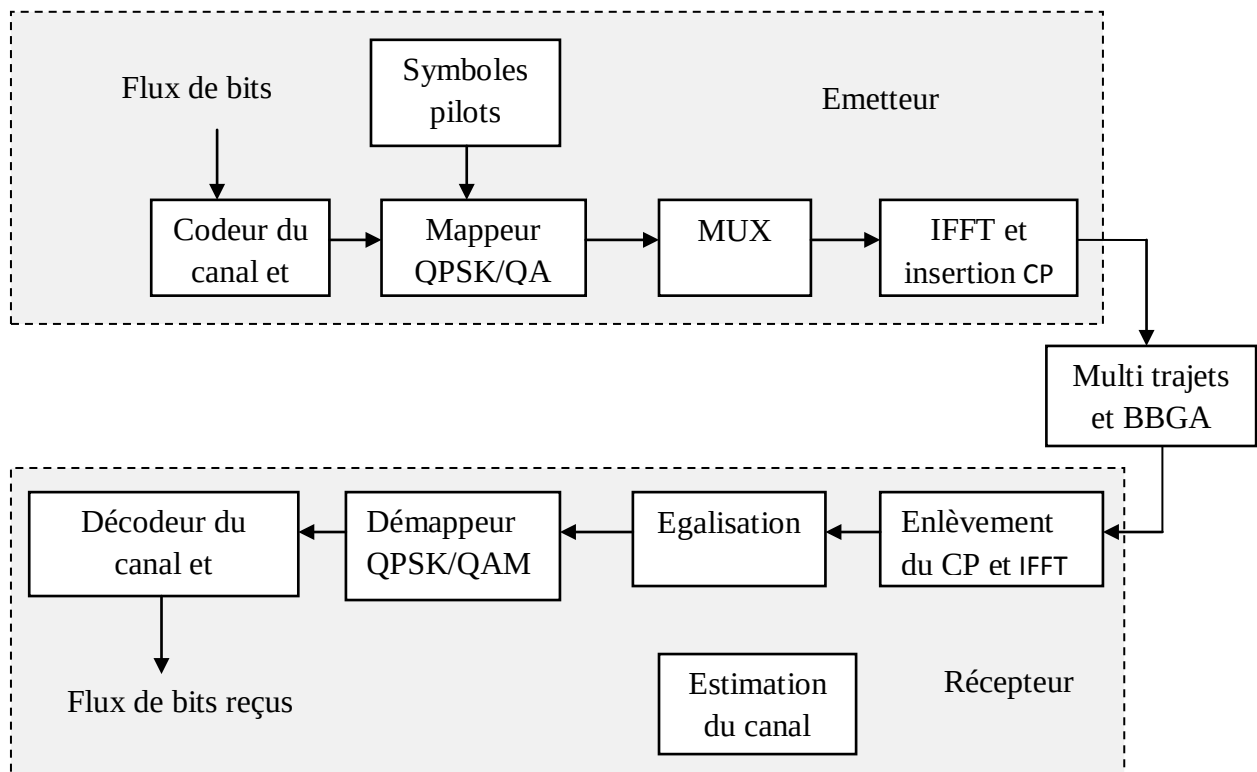


Fig. 2.4. : Chaîne de transmission OFDM

Au niveau du récepteur, les opérations inverses sont effectuées. Une fois le signal est au niveau du récepteur, le CP, qui aurait subi des interférences de la part des symboles OFDM précédents, est enlevé. Puis, une opération de transformé de Fourier rapide (FFT) amène les données au domaine fréquentiel. De cette manière, l'estimation du canal et l'égalisation est simplifiée

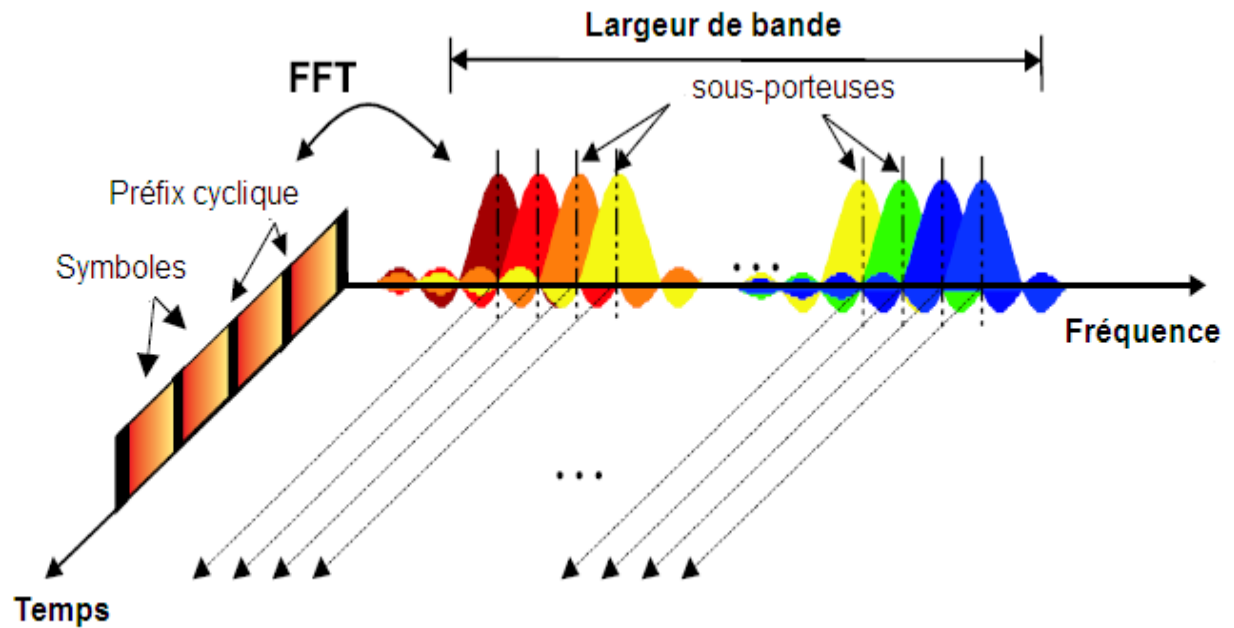


Fig. 2.5. : Interprétation temps-fréquence d'un signal OFDM.

2.3.3. SC-FDMA

La technique d'accès multiple à division de fréquence et à canal unique (SC-FDMA) est adoptée à la place de l'OFDMA pour la liaison montante du système LTE. Le principe de base du SC-FDMA est identique à l'OFDMA à la différence qu'une DFT est appliquée avant la modulation OFDM figure 2.6, ce qui permet de disperser les symboles de données sur l'ensemble de sous porteuses transportant l'information et permet ainsi de produire une structure à une seule porteuse. Le SC-FDMA présente un PAPR réduit par rapport à l'OFDM, ce qu'il la rendue attractive pour la transmission en sens montant du fait que l'UE en bénéficie en terme d'efficacité de la puissance transmise.

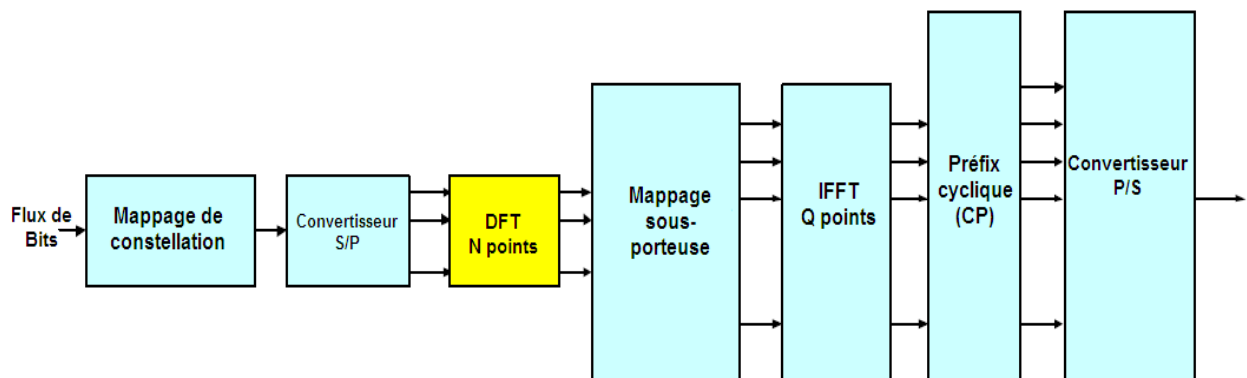


Fig. 2.6. : Schéma bloc du SC-FDMA

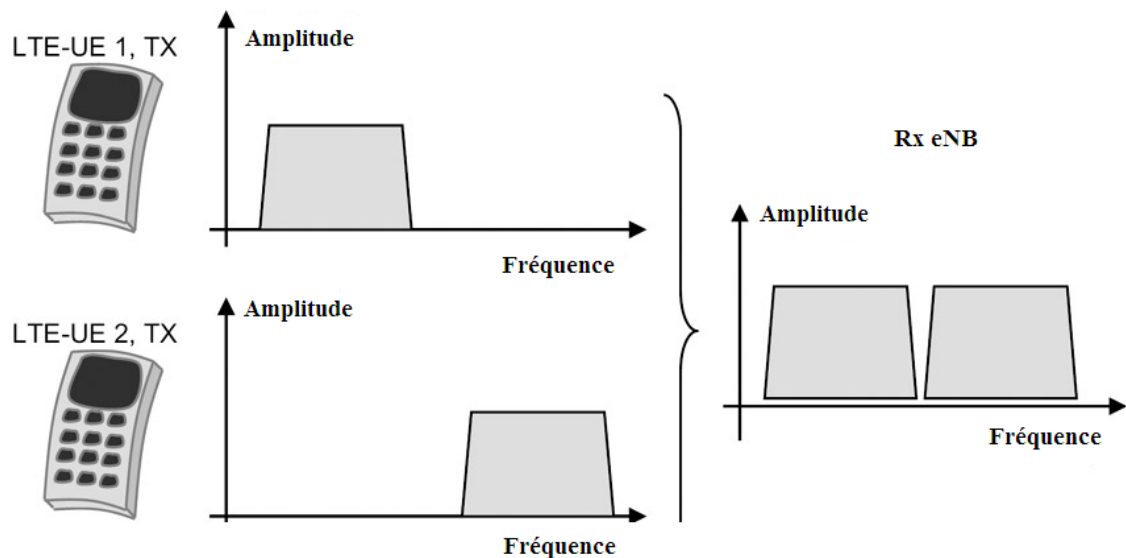


Fig. 2.7. : Principe de la transmission SC-FDMA

Les ressources de la transmission de la liaison descendante (DL) du système LTE possèdent des dimensions en temps, fréquence et espace. La dimension spatiale est mesurée par les "couches", et elle est accessible aux moyens des "ports d'antennes" multiples au niveau de l'eNodeB, pour chaque port d'antenne un signal de référence est fourni pour activer l'UE et permettre l'estimation du canal radio.

Le terme ressources de fréquences pour chaque port d'antennes sont divisées selon la structure suivante : l'unité temporelle la plus large est la trame radio de 10 ms, qui est divisée en dix sous trames de 1ms chacune, qui à son tour est divisée en en deux slots de 0.5ms chacun. Chaque slot comprend sept symboles OFDM dans le cas du CP normal, ou six si le CP étendu qui est configuré dans la cellule.

Dans le domaine fréquentiel, les ressources sont groupées en unités de 12 sous porteuses (ainsi elles occupent une bande totale de 180kHz). Une seule unité de 12 sous porteuses d'une durée d'un slot est appelée block de ressources (RB).

L'unité élémentaire de ressources est appelée élément de ressource (RE) qui consiste en une sous porteuse pour une durée d'un symbole OFDM. Un RB comprend alors 84 RE's dans le cas du CP normal, et 72 dans le cas du CP étendu.

2.3.3.1. PAPR

L'OFDM presente beaucoup d'avantages qui en font une technique attractive pour les transmissions à hauts débits. Néanmoins, une difficulté majeure rencontrée est son PAPR élevé. En effet, à cause du nombre élevé de sous porteuses, le rapport du pic à la moyenne de la puissance (PAPR) tend à avoir une large plage, et plus les pics sont élevés, plus le rang des niveaux de puissance, sur lequel l'émetteur est appelé à fonctionner est élevé, ce qui représente une contrainte majeure quant à son utilisation aux niveaux des terminaux mobiles équipés d'une batterie parce que elle réduit considérablement l'autonomie de cette dernière.

Considérons une enveloppe complexe d'un signal OFDM composé de N porteuses est donné par :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{n,k} g(t - kT) e^{jn\frac{2\pi}{T}t} \quad (2.1)$$

Ou $g(t)$ est une impulsion rectangulaire de durée T qui est aussi la durée du symbole OFDM.

Alors le PAPR est défini par :

$$PAPR = \frac{\max_{t \in [0, T]} |s(t)|^2}{\epsilon\{|s(t)|^2\}} \quad (2.2)$$

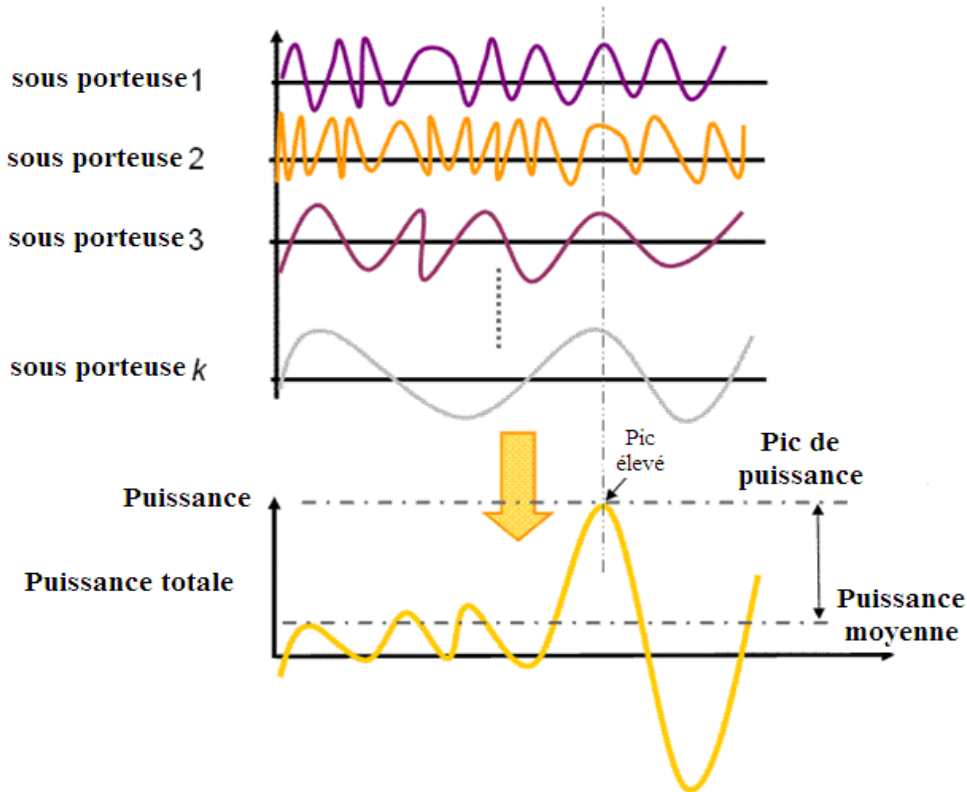


Fig. 2.8. : Illustration du PAPR.

2.3.4. Concept du CP

Du fait du multi trajets, les différentes répliques du signal OFDM arrivent au niveau du récepteur avec des délais différents, ce qui cause la dispersion du délai multi trajets. De plus, en pratique l'orthogonalité entre les différentes sous porteuses est perdue sur un canal sélectif, qui cause une interférence inter symboles (ISI) et une interférence inter porteuses (ICI).

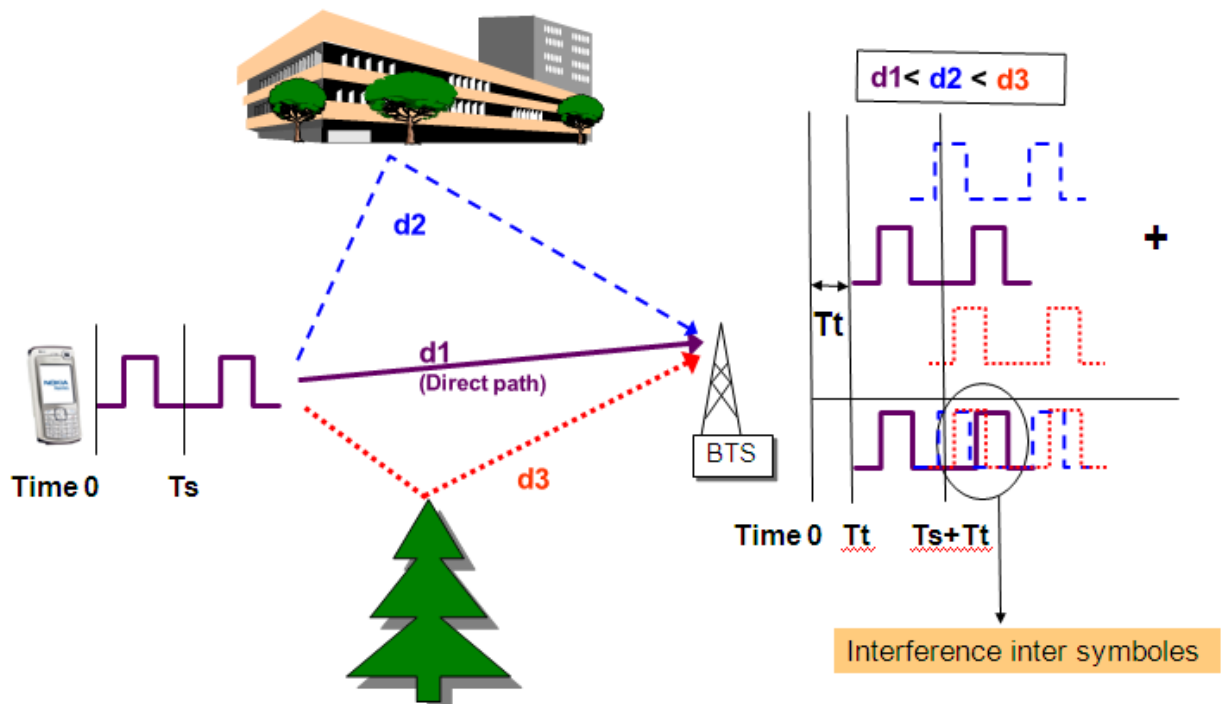


Fig. 2.9. : Interférences dues aux multi-trajets

Afin de minimiser ces effets, le concept du préfix cyclique (CP) est adopté. Le CP est une copie d'une portion de la fin du symbole OFDM, à transmettre, qui est ajoutée au début du symbole (figure 3.10). Cet intervalle dit "de garde" est enlevé au niveau du récepteur avant la démodulation.

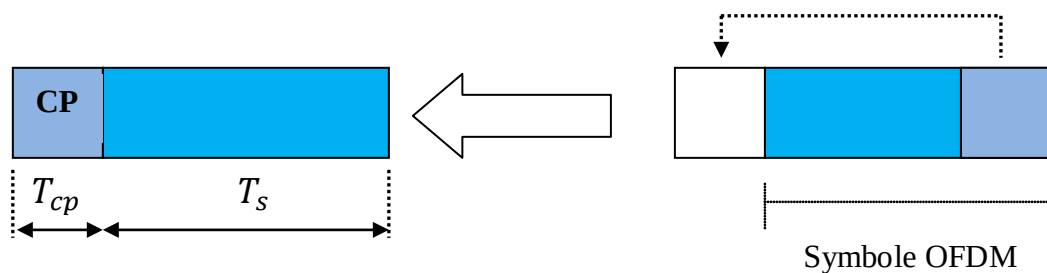


Fig. 2.10. : Principe du préfix cyclique

$$T = T_s + T_{cp}$$

(2.3)

Où :

T Est la durée du symbole transmis.

T_s est la durée du symbole.

T_{cp} est la longueur du CP.

Sur la figure 2.12, on remarque qu'il ya deux type de CP, normal et étendu. Dans le cas du CP normal, le premier slot des symboles OFDM est plus large que les autres. Les longueurs du CP sont définies comme suite :

$T_{cp} = 160T_s = 5.1\mu s$ pour le premier symbole et $T_{cp} = 144T_s = 4.7\mu s$ pour les symboles OFDM restants.

$$T_{cp-e} = 160T_s = 16.7\mu s.$$

2.3.5 Allocation de ressources

Une différence fondamentale existe entre l'OFDMA et le SC-FDMA. En OFDMA, la transmission se fait sur des blocs de ressources (RB's) distribués d'une façon aléatoire sur la totalité de la bande, alors qu'en SC-FDMA les (RB's) doivent être localisés d'une façon contiguë, ce qui préserve la propriété du canal unique dans le sens montant. La figure 3.11, illustre cette différence.

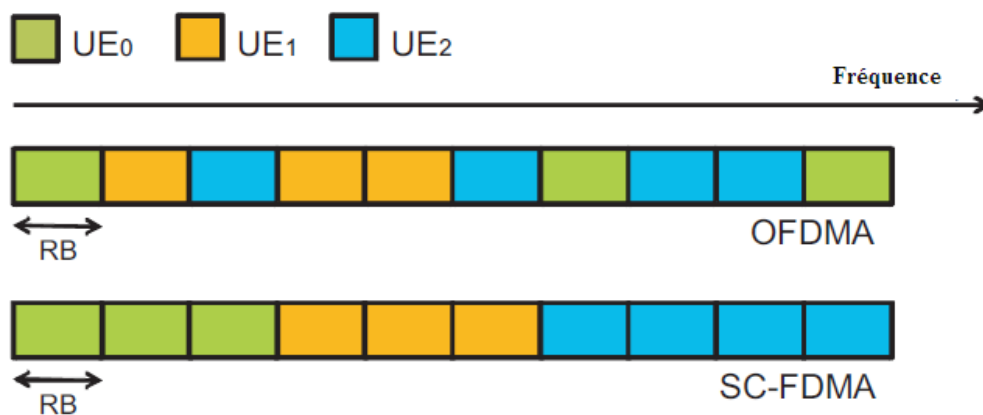


Fig. 2.11. : Différence en allocation des RB's OFDMA /SC-FDMA.

2.4. Structure des ressources de transmission du LTE

Les ressources de la transmission de la liaison descendante (DL) du système LTE possèdent des dimensions en temps, fréquence et espace. La dimension spatiale est mesurée par les "couches", et elle est accessible aux moyens des "ports d'antennes" multiples au niveau de l'eNodeB, pour chaque port d'antenne un signal de référence est fourni pour activer l'UE et permettre l'estimation du canal radio [15], [16].

2.4.1. Structure de la trame en mode FDD

Le terme ressources de fréquences pour chaque port d'antennes sont divisées selon la structure suivante : l'unité temporelle la plus large est la trame radio de 10 ms, qui est divisée en dix sous trames de 1ms chacune, qui à son tour est divisée en en deux slots de 0.5ms chacun. Chaque slot comprend sept symboles OFDM dans le cas du CP normal, ou six si le CP étendu qui est configuré dans la cellule.

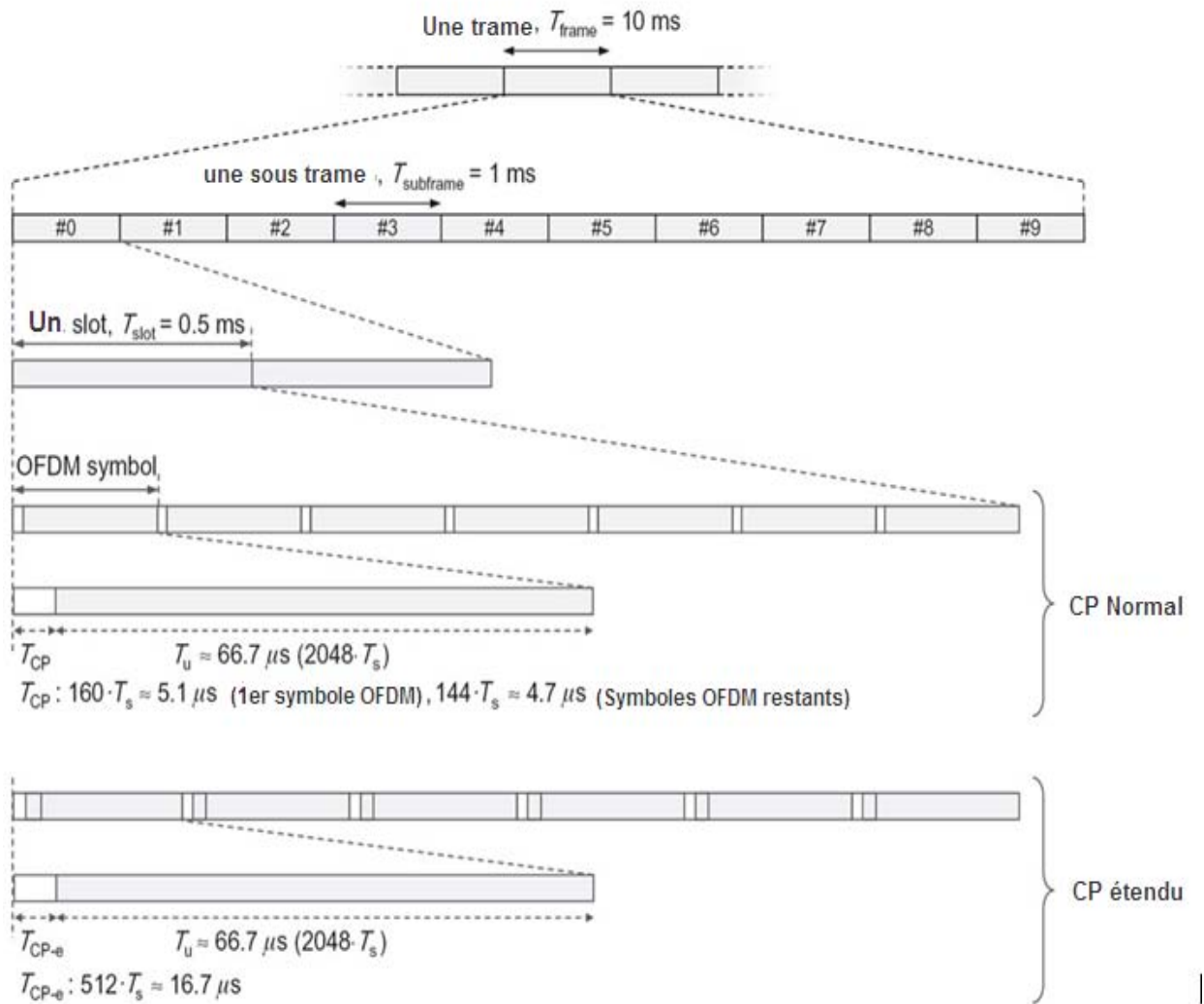


Fig. 2.12. : Structure de la trame du système LTE

Dans le domaine fréquentiel, les ressources sont groupées en unités de 12 sous porteuses (ainsi elles occupent une bande totale de 180kHz). Une seule unité de 12 sous porteuses d'une durée d'un slot est appelée block de ressources (RB).

L'unité élémentaire de ressources est appelée élément de ressource (RE) qui consiste en une sous porteuse pour une durée d'un symbole OFDM. Un RB comprend alors 84 RE's dans le cas du CP normal, et 72 dans le cas du CP étendu.

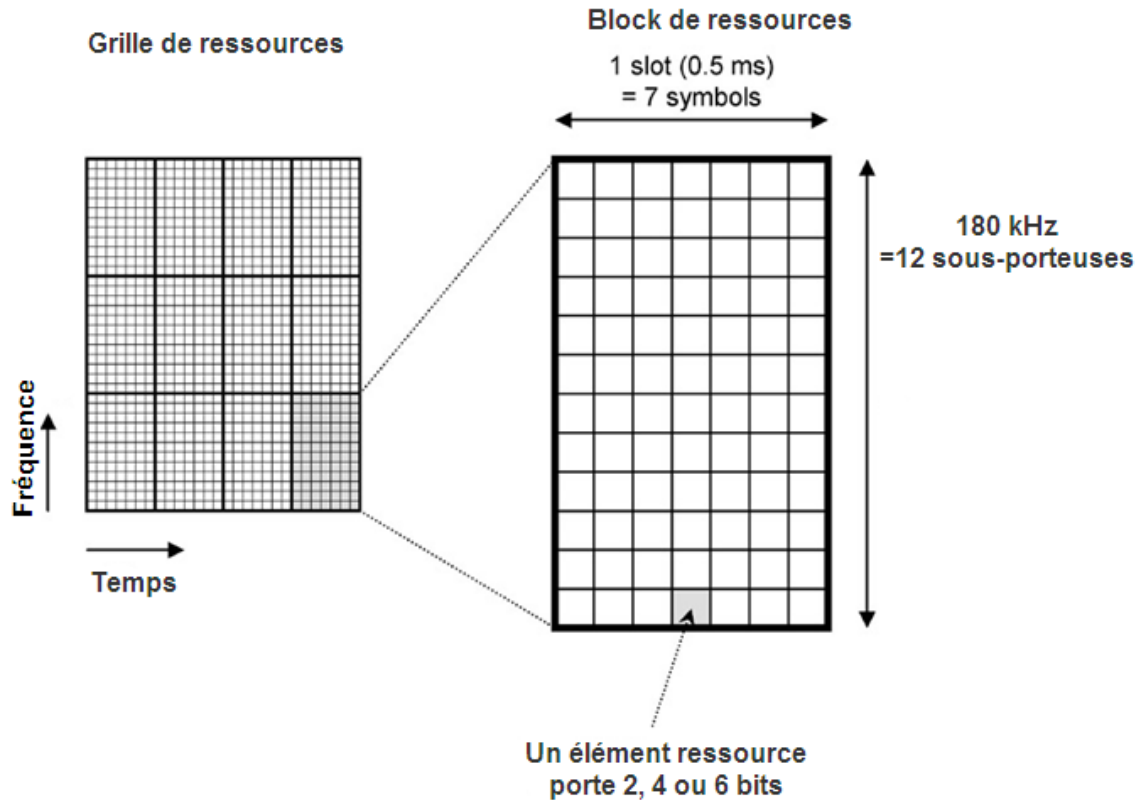


Fig. 2.13. : Grille de ressources du système LTE

2.4.2. Structure de la trame en mode TDD

La structure de la trame radio en mode TDD est montrée dans la figure 2.14. Les sous trames avec 'D' et 'U' sont réservées pour les transmissions dans les liaisons descendante et ascendante, respectivement. Elles ont la même structure que leurs homologues en mode FDD. Les sous trames avec 'S' sont spéciales et caractérisées par trois champs :

- Le slot pilote de la liaison descendante (DwPTS)
- Période de garde (GP)
- Le slot pilote de la liaison ascendante (UpPTS)

Le DwPTS peut être considéré comme une sous porteuse descendante normale à longueur réduite, alors le volume des données qui peuvent être transmises dans le DwPTS est moins important. Le champ GP est utilisé pour prémunir contre le basculement de la liaison descendante à celle ascendante. L'UpPTS a une durée très courte et n'est pas utilisé pour la transmission

ascendante. Il peut être utilisé pour sondage du canal, accès aléatoire ou une période de garde supplémentaire entre les transmissions descendante et ascendante.

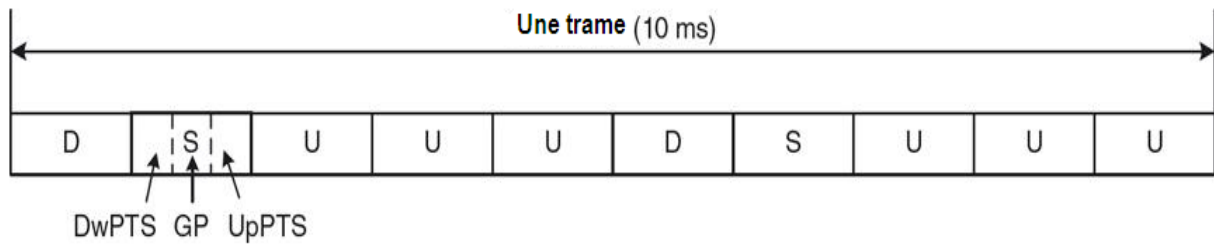


Fig. 2.14. : Structure de la trame LTE en mode TDD

La structure de la trame en mode TDD a sept configurations Tableau 2.3. chaque configuration a un arrangement différent entre sous trames montantes, descendantes et spéciales dans une trame radio. Des configurations ont plus de sous trames pour les transmissions descendantes alors que d'autres en ont plus pour les transmissions ascendantes. Le choix d'une configuration donnée, par l'opérateur, obéit aux besoins de la charge du trafic dans les deux sens.

Config. #	Index sous-Trame									
	#0	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7	#8	#9
0	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

Tab. 2.3. : Configurations ascendante – descendante du mode LTE TDD.

Les principales caractéristiques du système LTE sont résumées dans le Tableau 2.4.

Largeur de bande en (MHz)	1.4	3	5	10	15	20
Nombre de sous porteuses	72	180	300	600	900	1200
Nombre de Blocs de ressources	6	15	25	50	75	100
Espacement sous porteuses (KHz)	15	15	15	15	15	15
Fréquence d'échantillonnage (MHz)	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72
Taille FFT	128	256	512	1024	1536	2048
Nombre de symboles OFDM par sous trame	14/12 (selon la durée du CP)					
Longueur CP normal	5.2 μs pour $l=0$, 4.7 μs pour $l=1, 2$,					
Longueur CP étendu	16.7 μs					

Tab. 2.4. : Principales Caractéristiques du système LTE.

2.5. Architecture du système LTE

L'architecture générale du système LTE est montrée sur la figure 2.15, le réseau LTE est composé de deux entités principales : le réseau d'accès radio terrestre universel évolué (E-UTRAN) qui est le réseau d'accès radio pour l'EU, et le cœur de paquets évolué (EPC) qui est le cœur du réseau. L'architecture du réseau cœur est aussi désignée par, évolution d'architecture de service (SAE), et la combinaison de l'E-UTRAN et de l'EPC est aussi appelée système paquet évolué (EPS) [19], [20].

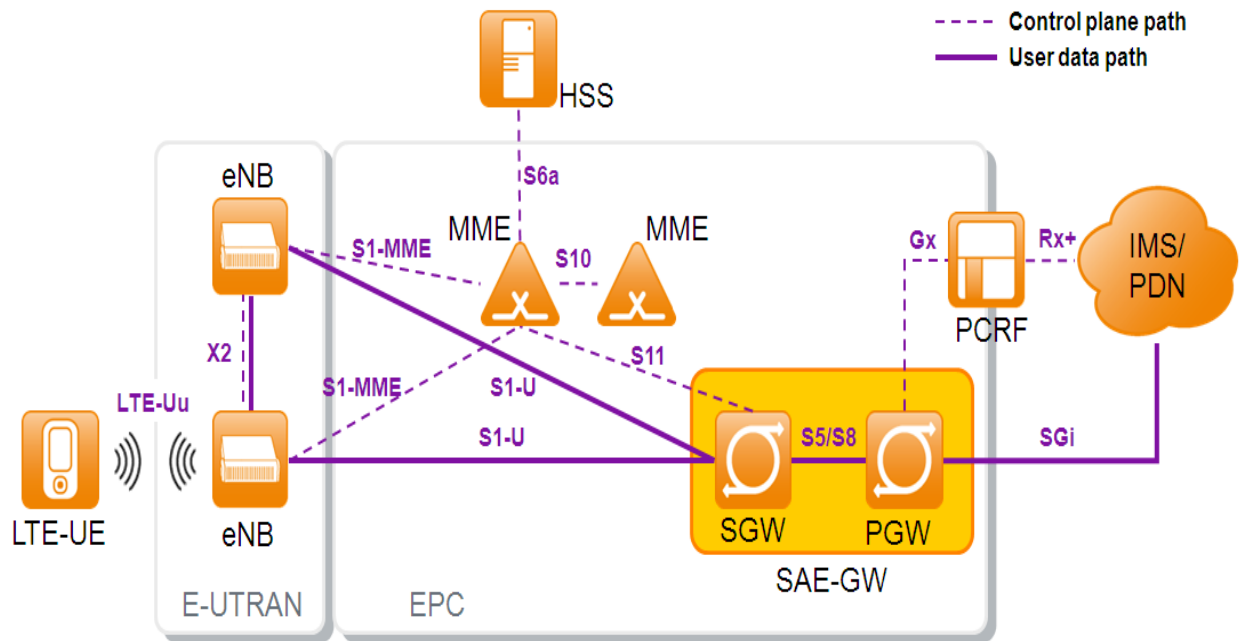


Fig. 2.15. : Architecture du système LTE.

2.5.1. Equipement utilisateur (UE) :

En LTE, l'UE communique avec l'E-UTRAN et l'EPC en utilisant les protocoles appropriés la communication du plan utilisateur se termine au niveau de l'eNodeB et supporte tous les protocoles afférents au plan utilisateur. Dans le coté plan de contrôle, l'UE communique avec l'eNodeB et le MME à travers les protocoles RRC et NAS respectivement.

Pour pouvoir supporter différentes capacités matérielles, différents équipements utilisateurs (UE) sont définis [15]. Les catégories sont différenciées selon le débit maximal, supporté, des données dans les deux liaisons montante et descendante. En plus le nombre maximale de couches de données (ou flux de données) diffère selon la catégorie de l'UE. Par exemple, le débit maximal pour la catégorie 1 pour les deux liaisons descendante et montante est approximativement de 10 et 5 Mbps respectivement. En plus cette catégorie ne supporte pas la réception de plus d'un seul flux de données en liaison descendante simultanément. En outre la catégorie 5 des UE's peut supporter quatre voies de données en liaison descendante simultanément. En plus il est capable de transmettre en utilisant la modulation 64-QAM dans la liaison montante.

Caractéristique	Catégorie				
	1	2	3	4	5
Débit maximal descendant(DL)/ascendant (UL) en (Mbps)	10 /5	50/25	100/50	150/50	300/75
Bande passante RF	20 MHZ	20 MHZ	20 MHZ	20 MHZ	20 MHZ
Modulation supportée dans la liaison descendante(DL)	64 QAM	64 QAM	64 QAM	64 QAM	64 QAM
Modulation supportée dans la liaison ascendante(UL)	16 QAM	16 QAM	16 QAM	16 QAM	64 QAM
Diversité en réception(Rx)	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
BS diversité (Tx)	1-4 Tx	1-4 Tx	1-4 Tx	1-4 Tx	1-4 Tx
MIMO dans la liaison descendante (DL)	Optionnel	2×2	2×2	2×2	4×4

Tab. 2.5. : Les différentes catégories d’UE’s pour le système LTE (version 8).

2.5.2. E-UTRAN

L’E-UTRAN est le premier point d’entrée, pour un UE, au réseau LTE. Les protocoles E-UTRAN couvrent le processus de communication entre l’UE et le réseau à travers la liaison sans fil. L’E-UTRAN est responsable pour la transmission et la réception des signaux radio venant d’un, et allant vers, un UE donné. L’E-UTRAN englobe aussi les mécanismes du contrôle du moyen d’accès à travers lequel plusieurs UE’s partagent le canal sans fil commun.

2.5.2.1. eNodeB :

L’eNodeB est responsable de la transmission et de la réception radio avec l’UE. Il a pour responsabilité de gérer les tâches suivantes [16]:

- Gestion des ressources radio (RRM) ;
- Contrôle du porteur radio ;
- Contrôle de l’admission radio ;
- Contrôle de la connexion en mobilité ;
- Ordonnancement de l’UE (UL et DL) ;
- Sécurité en accès strate (AS) ;

- Effectuer les mesures comme une base pour l'ordonnancement et la gestion de la mobilité ;
- Compression de l'en-tête IP ;
- Le cryptage des données utilisateur ;
- Routage des données utilisateur entre eNodeB et S-GW ;
- Traitement de la pagination originaire du MME ;
- Traitement des messages de diffusion originaires du MME et du système d'opérations et de maintenance (OMS) ;
- Sélection de l'élément MME dans le cas où l'UE ne fournit pas cette information ;
- Traitement des messages PWS, incluant ETWS et CMAS.

2.5.3. EPC

L'UE communique avec l'EPC par le biais de l'E-UTRAN. Lorsqu'un UE est allumé, l'EPC est responsable de l'authentification et l'établissement de la connexion initiale nécessaire pour toute la communication qui s'en suit. A la différence de l'UMTS, le LTE a une architecture dite toute IP, qui supporte uniquement les données à commutation par paquets (PS). L'EPC est constitué de deux plans :

- **Plan Utilisateur**

Il y a deux principales entités logiques dans le plan utilisateur :

2.5.3.1. S-GW

La passerelle de service (S-GW) fournit la connectivité du niveau utilisateur, l'UE étant d'un côté, et la passerelle du réseau de données par paquets (P-GW) dans l'autre côté de l'élément P-GW physique. Selon l'approche des fournisseurs du réseau ces éléments peuvent être séparés ou être combinés physiquement en un seul élément.

Il faudrait souligner qu'il n'y a pas de messages de contrôle entre l'UE et la S-GW, le niveau contrôle est pris en charge par l'élément MME.

Le S-GW est responsable des fonctionnalités suivantes :

- S-GW est le point d'ancrage local pour la procédure du handover inter-eNodeB ;
- S-GW est aussi un point d'ancrage pour la mobilité inter réseaux 3GPP ;
- Interception légale (LI) ;

- Routage et transfère des paquets ;
- S-GW prend en charge le stockage des paquets en mode E-ETRAN en repos ;
- S-GW prend en charge la procédure de la demande du service initié/déclenché ;
- Marquage des paquets au niveau transport pour le UL et DL ;
- Collection de l'enregistrement des données de facturation (CDR), qui peuvent identifier l'UE, PDN et QCI ;
- Comptabilité sur l'utilisateur et la granularité QCI pour les procédés de facturations inter opérateurs.

2.5.3.2. P-GW

La passerelle PDN (P-GW), fournie, de la même façon que la S-GW, la connectivité du niveau utilisateur entre l'UE, S-GW et P-GW. L'élément P-GW fait l'interfaçage avec le S-GW, et de l'autre côté, avec le réseau externe de données par paquets (PSN), en plus le P-GW inclut la fonctionnalité GGSN (GPRS Gateway support node).

Le P-GW comprend les fonctionnalités suivantes :

- Allocation d'adresse IP pour l'UE ;
- Filtrage de paquets qui peut se faire à un niveau basé sur l'utilisateur. L'autre terme pour cette fonctionnalité est une inspection profonde du paquet ;
- Interception légale (LI) ;
- Marquage du paquet au niveau transport, en DL et UL ;
- Facturation de niveau de service en UL et DL, ainsi que le contrôle entrée/sortie et l'application du taux ;
- Application du taux en DL basé sur APN-AMBR ;
- Contrôle de crédit de la facturation en ligne.

▪ Plan contrôle

La principale composante de ce plan est l'entité de gestion de la mobilité (MME) :

2.5.4. MME

L'élément de gestion de la mobilité (MME) est destiné du niveau contrôle entre l'UE et les autres éléments du réseau comme le HSS. Egalement, comme la messagerie LTE/SAE du

plan utilisateur ne passe pas par le MME, la signalisation du niveau contrôle ne passe pas par le S-GW où le P-GW du LTE/SAE.

Le MME supporte les fonctionnalités suivantes :

- Signalisation dans l'absence de la strate d'accès (NAS) ;
- Sécurité de la signalisation NAS ;
- Contrôle de la sécurité AS ;
- Sélection des éléments S-GW et P-GW ;
- Sélection des autres MME's pendant le handover ;
- La sélection du SGSN durant le handover entre le LTE et les réseaux d'accès 3GPP 2G/3G ;
- La signalisation de la mobilité du nœud inter-CN entre différents réseaux d'accès 3GPP 2G/3G ;
- La gestion des listes de la poursuite zonale (TA) ;
- Le Roaming nationale et international ;
- Authentification de l'utilisateur ;
- L'établissement et la gestion des porteurs ;
- La prise en charge des messages de transmission PWS, comprenant l'ETWS et l'CMAS ;
- La gestion de la transmission de pagination de l'UE et autres fonctions qui consistent à trouver l'UE en l'état de repos.

2.6. Les canaux physiques

Le LTE supporte un large ensemble de canaux physique qui ont pour tâche de porter l'information à partir des couches supérieures (aussi bien les données utilisateur que l'information de contrôle). Nous énumérons ci-dessous l'ensemble des canaux physiques classés selon le sens de la transmission, descendant (DL) ou ascendant (UL) :

2.6.1. Canaux de la liaison descendante

- **Canal physique partagé de liaison descendante PDSCH (Physical downlink shared channel) :** porte les données utilisateur dans le sens descendant à partir des couches supérieures, ainsi que la signalisation de pagination ;

- **Canal physique de diffusion groupée PMCH (Physical multicast channel)** : utilisé pour supporter le trafic du service MBMS de la diffusion groupée point-à-multipoints ;
- **Canal de diffusion physique PBCH (Physical broadcast channel)** : utilisé pour la diffusion de certains paramètres de la cellule ou une information spécifique au système ;
- **Canal physique indicateur du format de contrôle PCFICH (Physical control format indicator channel)** : détermine le nombre de symboles OFDM utilisés pour l'allocation des canaux de contrôle (PDCCH) dans une sous trame ;
- **Canal physique de contrôle descendant PDCCH (Physical downlink control channel)** : porte les attributions d'ordonnancement, allocation de liaison montante, et autres informations de contrôle ; le PDCCH est maillé à l'élément de ressource jusqu'à trois symboles OFDM dans le premier intervalle de temps d'une sous trame ;
- **Canal physique indicateur du HARQ, PHICH (Physical HARQ indicator channel)** : porte le HARQ (Hybrid automatic repeat request) ACK/NACK.

2.6.2. Canaux de la liaison montante

- **Canal physique de liaison montante PUSCH (Physical uplink shared channel)** : porte les données utilisateur de la liaison montante à partir des couches supérieures ; l'allocation des ressources pour le PUSCH se fait sur une base de sous trame par l'ordonnanceur ;
- **Canal physique de contrôle de liaison montante PUCCH (Physical uplink control channel)** : porte l'information de contrôle de la liaison montante, comprenant l'indicateur de qualité du canal (CQI), HARQ ACK/NACK et les requêtes d'ordonnancement de liaison montante ;
- **Canal physique d'accès aléatoire PRACH (physical random access channel)** : utilisé pour demander l'établissement d'une connexion dans la liaison montante.

2.7. Les canaux logiques

La couche MAC fournit un service de Transfer de données pour la couche RLC à travers les canaux logiques, qui sont soit les canaux logiques de contrôle (pour le transport des données de contrôle comme la signalisation RRC) ou les canaux logiques de trafic (pour les données du niveau utilisateur).

2.7.1. Les canaux logiques de contrôle

- **Canal de contrôle de diffusion BCCH(Broadcast control channel)** : c'est un canal descendant utilisé pour la diffusion d'informations système (SI) et tout autre message du système d'alerte publique (PWS).
- **Canal de contrôle de pagination PCCH(Paging control channe)** : c'est un canal descendant utilisé pour notifier au UE's un appel entrant ou un changement du (SI).
- **Canal de contrôle commun CCCH(Common control channel)** : ce canal est utilisé pour délivrer les informations de contrôle des deux liaisons sens ascendante et descendante quand il n'ya pas d'association confirmée entre l'UE et l'eNodeB, c.à.d durant l'établissement de la connexion.
- **Canal de contrôle de diffusion groupée MCCH(Multicast control channel)** : c'est un canal descendant utilisé pour transmettre les informations de contrôle relatives à la réception des services MBMS.
- **Canal de contrôle dédié DCCH(dedicated control channe)** : ce canal est utilisé pour transmettre les informations de contrôle dédiées à un UE spécifique, des deux liaisons ascendante et descendante. Il est utilisé quand l'UE a une connexion RRC avec l'eNodeB.

2.7.2. Les canaux logiques du trafic

- **Canal du trafic dédié DTCH (Dedicated traffic channel)** : ce canal est utilisé pour transmettre les données utilisateurs dédiées dans les deux sens ascendant et descendant.
- **Canal du trafic de diffusion groupée MTCH (Multicast traffic channel)** : ce canal est utilisé pour transmettre les données utilisateurs dans le sens descendant.

Canal du trafic de diffusion groupée MTCH(Multicast traffic channe) : ce canal est utilisé pour transmettre les données utilisateur pour les services MBMS dans le sens descendant.

2.8. Les canaux de transport

Les données en provenance de la couche MAC sont échangées avec la couche physique à travers les canaux de transport. Les données sont multiplexées dans les canaux de transport selon la façon dont elles sont transmises dans l'air. Les canaux de transport sont classés comme descendant ou ascendant comme suite :

2.8.1. Les canaux de transport descendant (Downlink transport channels)

- **Canal de diffusion BCH (Broadcast channel)** : ce canal est utilisé pour le transport des parties du (SI) qui sont essentielles pour accéder au canal partagé descendant (DL-SCH). Le format de transport est fixe et la capacité est limitée.
- **Canal partagé descendant DL-SCH (Downlink shared channel)** : ce canal est utilisé pour le transport des données utilisateur ou les messages de contrôle. En plus les parties restantes du (SI), qui ne sont pas transmises via le BCH, sont transmises dans le DL-SCH.
- **Canal de pagination PCH (Paging channel)**: ce canal est utilisé pour transporter les informations de pagination aux UE's et pour les informer de la mise-à-jour du (SI) et les messages PWS.
- **Canal de diffusion groupée MCH (Multicast channel)** : ce canal est utilisé pour le transport des données MBMS de l'utilisateur ou les messages de contrôle qui requièrent la combinaison MBSFN.

2.8.2. Les canaux de transport ascendant (Uplink transport channels)

- **Canal partagé ascendant UCCH (Uplink shared channe)** : ce canal est utilisé pour le transport des données utilisateur dans le sens ascendant ou les message de contrôle.
- **Canal d'accès aléatoire RACH (Random access channel)** : ce canal est utilisé pour accéder au réseau quand l'UE ne dispose pas de moments de synchronisations précis ou quand l'UE n'a pas de ressource qui lui est allouée dans le sens ascendant.

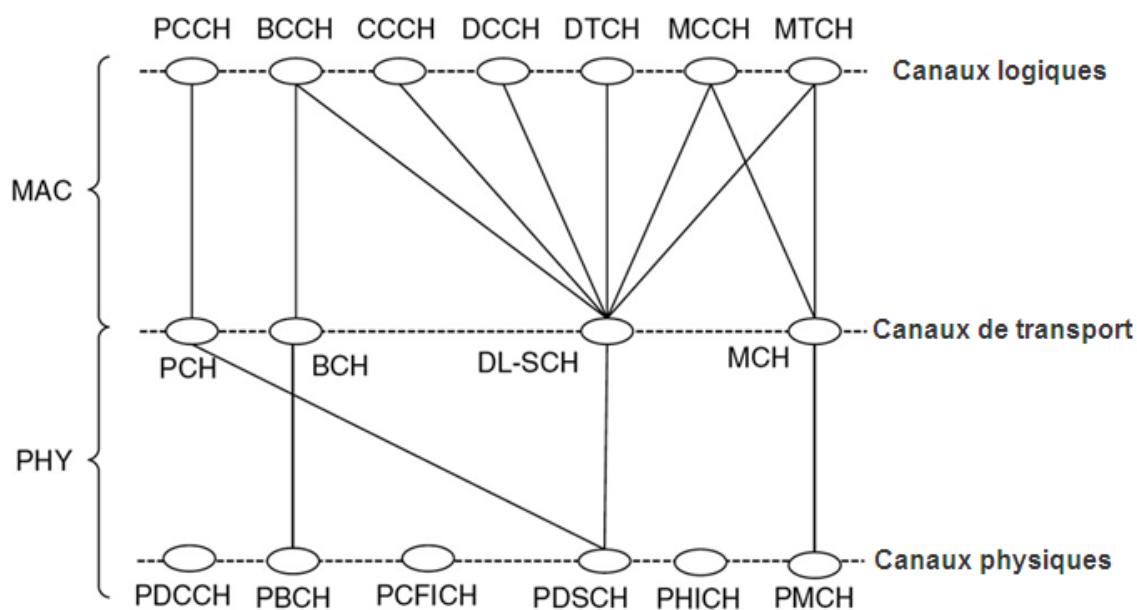


Fig. 2.16. : Mappage du canal descendant.

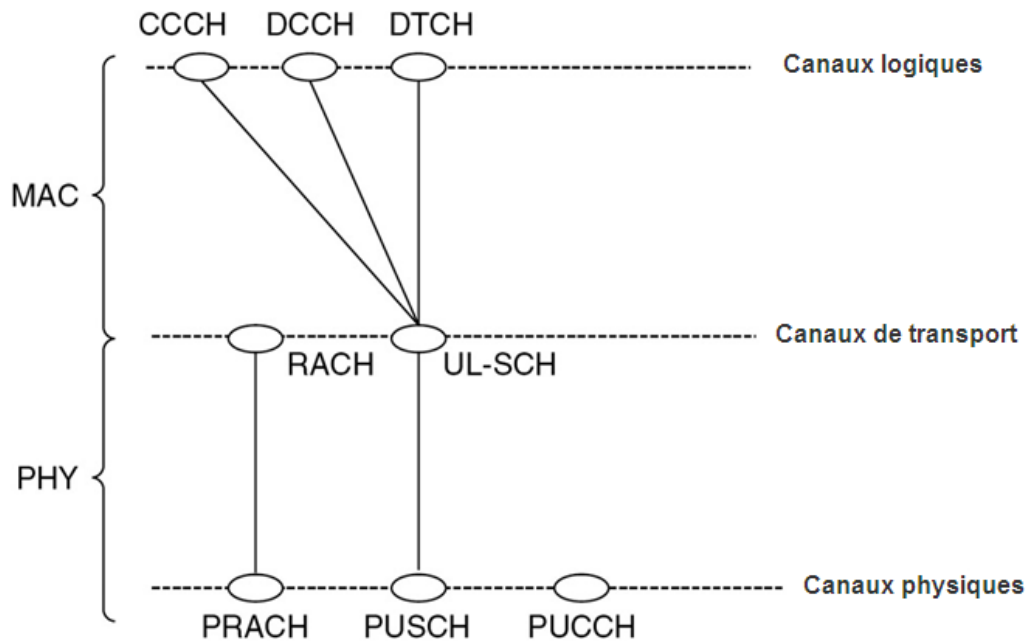


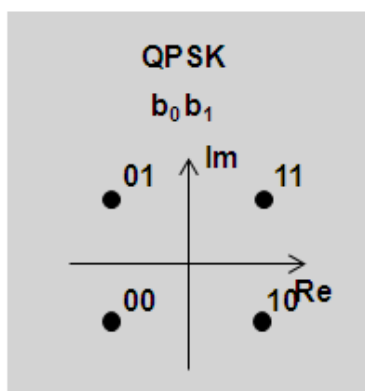
Fig. 2.17. : Mappage du canal montant.

2.9. Modulation

Dans la direction montante (Uplink) le type de modulateur utilisé est la modulation d'amplitude en quadrature (QAM). Les types de modulations disponibles (pour les données utilisateur) sont QPSK, 16QAM et 64QAM. Les deux premières sont disponibles pour tous les types des UE's, alors que le support du 64QAM dans la direction montante est une capacité (spécificité) de L'UE [21].

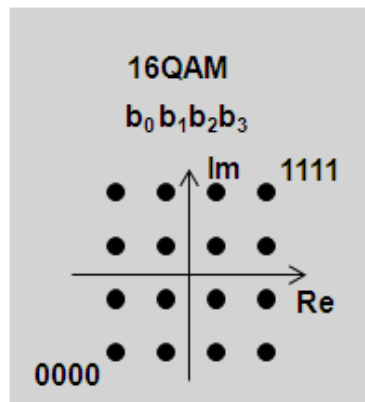
QPSK:

2 bits/symbol



16QAM:

4 bits/symbol



64QAM:

6 bits/symbol

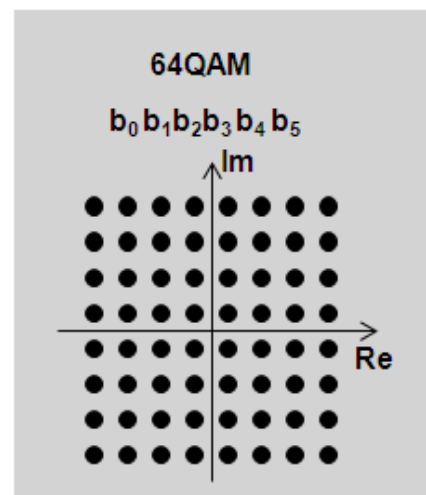


Fig 2.18 : Constellations de modulations du système LTE.

Direction	Canal	Types de Modulation
Liaison descendante	PDSCH	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
	PMCH	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
	PBCH	QPSK
	PCFICH	QPSK
	PDCCH	QPSK
	PHICH	BPSK
Liaison montante	PUSCH	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
	PUCCH	BPSK, QPSK
	PRACH	with Root Zadoff-Chu

Tab. 2.6. : Modulations utilisées dans le système LTE.

2.10. Piles de protocoles

Les piles de protocole radio du système LTE/SAE sont définies aux niveaux des couches 1, 2 et 3 qui s'entre-chevauchent partiellement avec les définitions de la structure de la couche OSI de l'ISO. La couche 1 du système LTE/SAE est liée à la réalisation physique de l'interface (comme l'interface radio où la fibre optique), alors que la couche 2 est liée aux données du lien et à l'accès, et la couche 3 est liée à l'hébergement des protocoles de signalisation à strate (et sans strate) d'accès. Le niveau application est inclus au niveau de la couche 3. Le rôle des différentes couches est montré sur la figure 2.18.

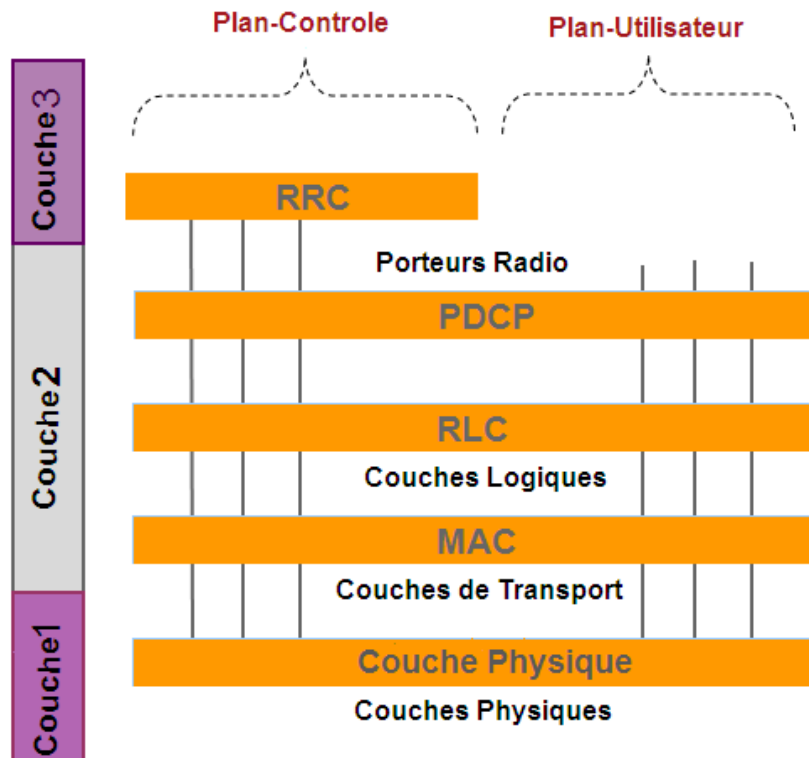


Fig. 2.19. : Rôles des couches du système LTE.

2.10.1. Couche 1

La couche 1 du protocole radio du système LTE/SAE décrit la couche physique. En général elle fournit les moyens et la fonction de base pour l'acheminement des données à travers l'interface air dans les deux liaisons descendante et montante.

L'interface radio du LTE étant basée sur deux techniques d'accès séparées : division de fréquence orthogonale à accès multiple (OFDMA) dans la direction de la liaison descendante et la division de fréquence à accès multiple à porteuse unique (SC-FDMA) dans le sens de la liaison montante. Dans le système LTE, les canaux physiques sont mappés dynamiquement aux ressources (blocks de ressources physiques et ports d'antennes) qui sont disponibles. Ce ci est possible grâce à l'ordonnanceur.

La couche physique gère la transmission de données avec les couches supérieures du système LTE via les canaux de transport qui sont orientés vers un service à blocs prenant en compte le débit binaire, le délai, la collusion et la fiabilité de la transmission.

2.10.2. Couche2

2.10.2.1. MAC

Le protocole MAC (Medium access control) est le plus bas dans la couche 2. La principale fonctionnalité du MAC est liée à la gestion des canaux de transport. En outre, le MAC communique avec les couches supérieures via les canaux logiques. Il effectue le multiplexage des données des couches logiques avec la transmission des canaux de transport, et fait le démultiplexage à la réception, selon le niveau de priorité des couches logiques.

- Correspondance et multiplexage entre les canaux logiques et canaux de transport ;
- Correction d'erreurs Hybrid-ARQ ;
- Gestion de la priorité, ordonnancement ;
- Gestion d'accès aléatoire ;
- Sélection du format de transport.

2.10.2.2. RLC

Le RLC (Radio link controller) est situé à côté du MAC dans la deuxième structure de couche de protocole. Il y a une relation directe entre chaque porteur radio et chaque RLC.

Le RLC améliore la qualité du porteur radio via le mécanisme de la retransmission sur demande (ARQ). Il effectue aussi la segmentation et le réassemblage des données pour les couches supérieures du protocole, en outre, il fait la concaténation de données des couches supérieures en bloc pour l'acheminement vers les canaux de transport vu que ces derniers ne tolèrent que des tailles de blocs limités.

- Contrôle de la retransmission(ARQ) ;
- Concaténation, segmentation et réassemblage des PDU's RLC ;
- Gestion des différents modes de transfert ;
- Transfert des PDU's de la couche supérieure.

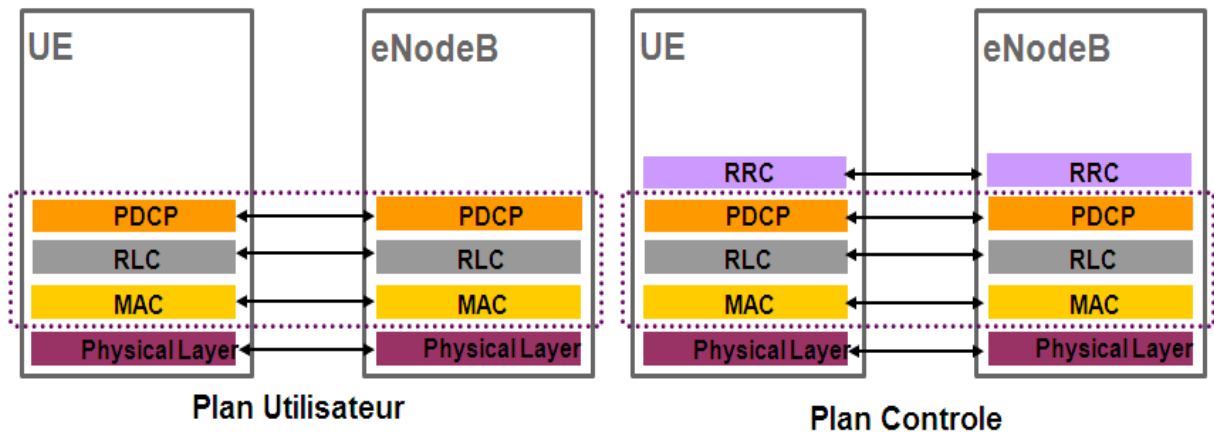


Fig. 2.20. : Correspondance des couches entre l'UE et l'eNodeB du système LTE.

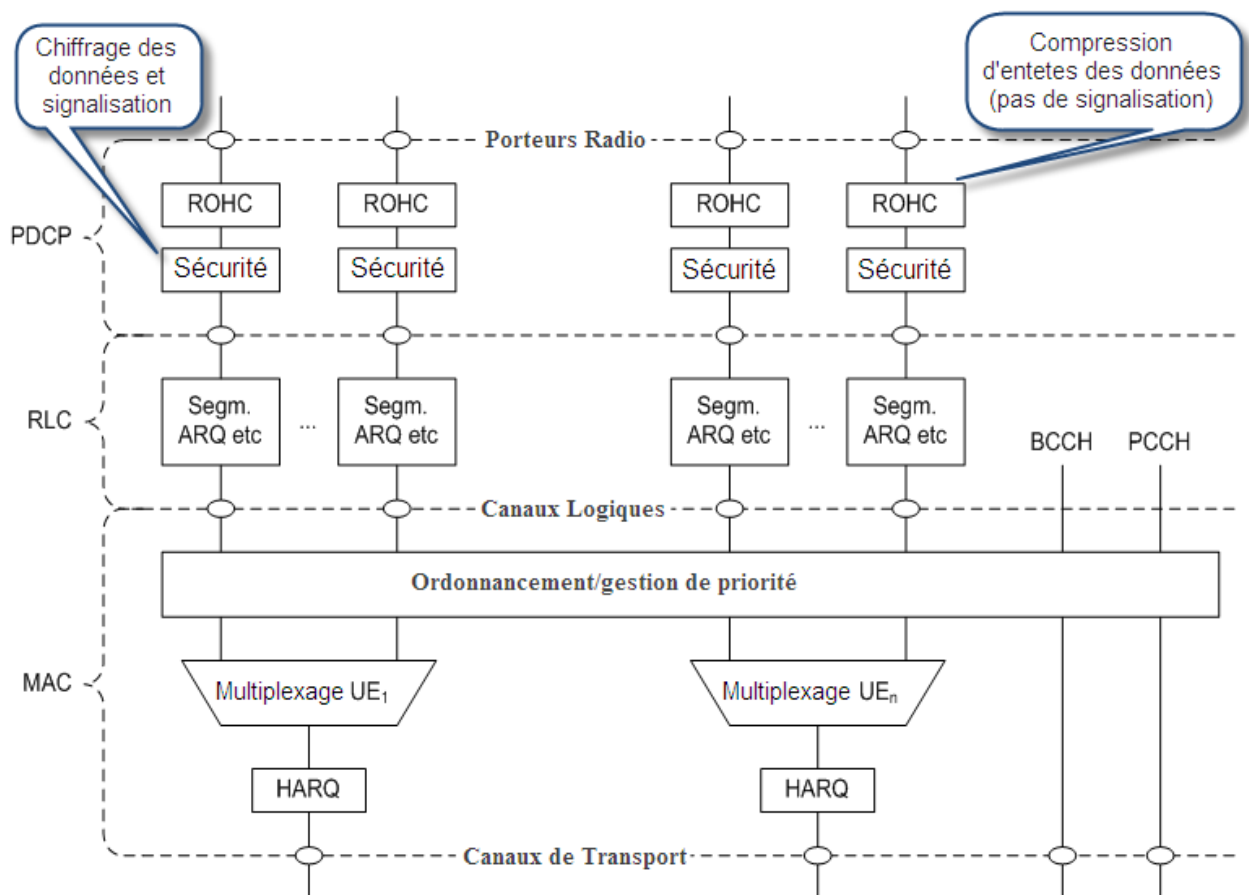


Fig. 2.21. : Structure de la couche 2 en LTE.

2.10.3. Couche 3

2.10.3.1. PDCP

Chaque porteur radio utilise souvent un PDCP (Packet data convergence protocol). Le PDCP gère la compression de l'entête appelée ROHC (Robust Header compression) et gère aussi les fonctionnalités de la compression et la décompression.

- Chiffrement, compression d'entêtes (RoHC) ;
- Protection de l'intégrité des données du plan contrôle ;
- Transfer des données, du plan utilisateur et RRC ;

2.10.3.2. RRC

Le RRC (Radio resource control) est un protocole de contrôle avec accès à strate spécifique pour l'E-UTRA N. il génère les messages nécessaires pour la gestion du canal, le contrôle de mesure et l'établissement des rapports. Le plan contrôle du RRC est une entité multitâche qui prend en charge par exemple, les procédures de diffusion et de pagination, l'établissement de la connexion RRC, contrôle du porteur radio, les fonctions liées à la mobilité et le contrôle des mesures effectuées par l'UE.

- Diffusion de l'information système ;
- Gestion de la connexion radio, et porteurs radio ;
- Pagination, handovers, gestion de la qualité de service (QoS) et contrôle de mesure radio.

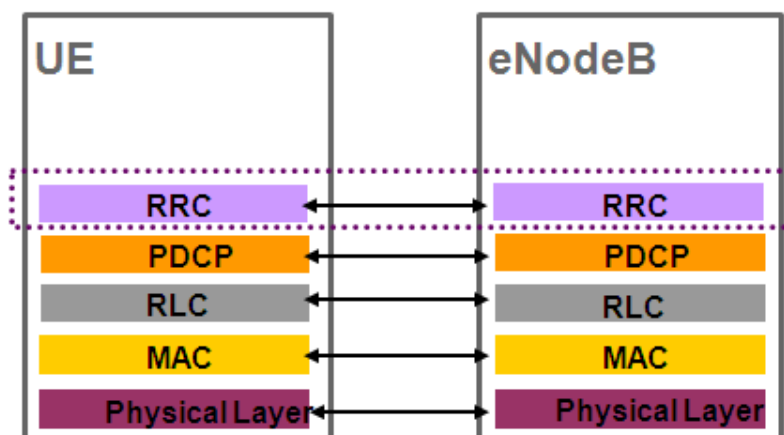


Fig. 2.22. : Couche RRC entre l'UE et l'eNodeB

2.10.3.4. Protocoles NAS

Le protocole NAS est établi entre l'UE et le MME, il est localisé en haut du RRC qui fournit les messages de transport requis pour le transfert du NAS. Parmi ses tâches les plus importantes la procédure d'authentification, le contrôle de sécurité, la gestion du porteur EPS, gestion de la mobilité en mode EMC-repos et la pagination issue de l'état EMC-repos.

2.11. Interfaces

Le système LTE/SAE consiste en plusieurs interfaces internes et avec les autres systèmes 2G/3G

2.11.1. Interface Uu

L'interface radio LTE-Uu est définie entre l'eNodeB et le UE.

2.11.2. Interface X2

L'interface X2 définit la connexion entre les éléments eNodeB. Il est destiné pour les procédures de handover inter-eNodeB, aussi bien que pour la gestion de la signalisation des ressources radio inter-cellules et la signalisation de la gestion de l'interface.

2.11.3. Interface S1

L'interface S1 est divisée en S1-MME et S1-U. S1-MME. Elle connecte les éléments eNodeB et MME, alors que S1-U est utilisée entre l'eNodeB et le S-GW. L'interface S1-MME est conçue pour la signalisation du plan contrôle entre l'eNodeB et le MME, alors que l'interface S1-U est conçue pour transporter les données du plan utilisateur entre l'eNodeB et le S-GW. Les données sont transférées à travers le GTP.

2.11.4. Interface S3

L'interface S3 est utilisée pour la signalisation entre le MME et le SGSN.

2.11.5. Interface S4

L'interface S4 est définie entre le S-GW et le SGSN. Elle fournit un tunnel à base de GTP au niveau du plan utilisateur durant le handover inter systèmes.

2.11.6. Interface S5

L'interface S5 est située entre les éléments S-GW et le P-GW. Selon l'équipementier les deux éléments peuvent être intégrés en un seul élément physique.

2.11.7. Interface S6a

L'interface S6a transporte les informations de souscription et d'authentification entre le HSS (Home subscriber service) et le MME.

2.11.8. Interface S11

L'interface S11 achemine les messages de signalisation entre le S-GW et le MME.

2.11.9. Interface SGi

L'interface SGi est établie entre le P-GW et le PDN, qui peut être un réseau de paquets IP public ou privé. Il peut aussi être un réseau IP interne, comme le IMS (IP Multimedia subsystem).

2.12. Signaux de références

Un des problèmes auxquels est confrontée la transmission OFDM est de savoir comment suivre et estimer la propagation multi trajets. La question est résolue en insérant les symboles de références, appelés aussi pilots, dans les données transmises. Ces symboles sont connus par l'émetteur et le récepteur, alors ils ne transportent pas de données (utilisateur) et sont destinés pour l'estimation appropriée de chaque sous porteuse. En LTE trois types de signaux de références sont utilisés [22], [17]. La figure 2.23, illustre l'idée d'insertion des signaux de référence en deux slots pour les symboles de références spécifiques à la cellule.

- Signaux références spécifiques à la cellule.
- Signaux références spécifiques à l'utilisateur.
- Signal référence de diffusion.

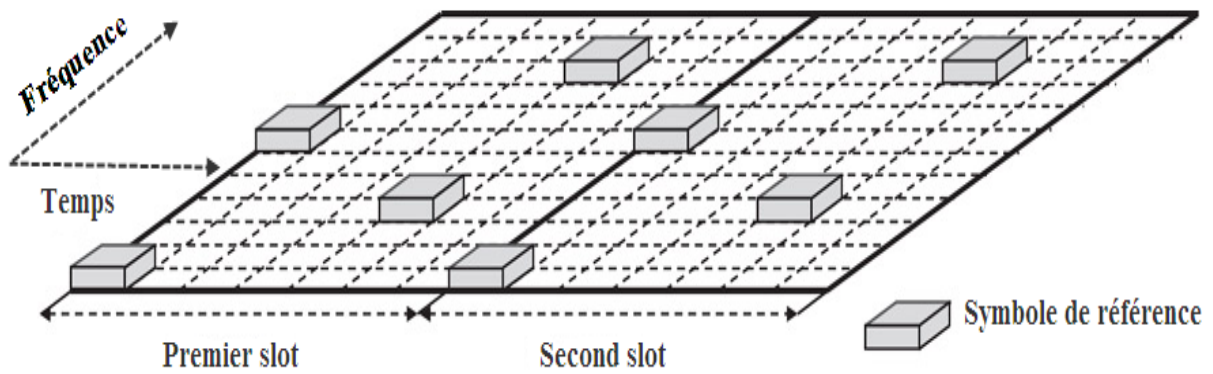


Fig. 2.23. : Structure des signaux références spécifiques à la cellule.

Il ya trois volets principaux d'utilisation des signaux références en LTE :

- Mesure de la qualité du canal.
- Estimation du canal.
- Acquisition initiale et recherche de cellule.

2.13. Conclusion

Nous avons étudié, dans ce chapitre, la (4G) de la téléphonie mobile à la lumière des standards 3GPP. Nous avons évoqué les principales différences par rapport aux générations précédentes du mobile. Nous avons constaté que l'architecture du système LTE a été simplifiée pour qu'elle soit la plus plate (flat architecture) possible en omettant des éléments du réseau, RNC pour la (3G) et BSC pour la (2G) ce qui a eu pour conséquence de réduire considérablement la latence des données transmises. Nous avons aussi vu les différences des technologies d'accès, l'OFDMA et le SC-FDMA ont été adoptées pour les liaisons descendante et montante respectivement.

L'utilisation de l'OFDMA en liaison descendante (DL) permet de servir plusieurs utilisateurs simultanément en leur attribuant des canaux de fréquences et ceci est rendu possible grâce à l'avantage qu'offre l'orthogonalité entre les différents canaux, puisque dans ce cas le décodage des données destinées pour chaque utilisateur peut être effectué aisément.

Chapitre III***Développement de la technologie MIMO*****3.1. INTRODUCTION**

La réalisation des débits de transmission élevés, de l'ordre d' 1Gbps, dans les systèmes de communications sans fil en utilisant une liaison traditionnelle de type une seule entrée-une seule sortie dite SISO (single input-single output), requiert que le produit de la bande passante (mesurée en Hz) et de l'efficacité spectrale (mesurée en bit/s/Hz) soit de 10^9 . Une variété de contraintes liées aux coûts, réglementations, technologies font d'un tel effort une solution non attrayante si ce n'est pas impossible vue les limitations imposées quant à la disponibilité des bandes de fréquence, de nouvelles solutions sont étudiées afin de proposer un maximum de débit aux utilisateurs sans accroître la largeur de bande utilisée. Une solution pour dégager de nouvelles bandes est d'augmenter continuellement la fréquence des systèmes (2.4GHz pour le WiFi , 5.2GHz pour l' Hiperlan /2 et jusqu'à 66GHz pour le WiMax), mais celle-ci n'est pas sans poser problème au niveau de la conception matérielle (filtres, antennes, etc .). Une solution permettant d'accroître le débit et/ou la robustesse des systèmes, et ce, en gardant la même bande de fréquence que le système originale est d'intégrer la dimension spatiale. En effet en augmentant le nombre d'antennes à l'émission et à la réception, l'aspect spatial dû au positionnement apporte une richesse d'information supplémentaire. Les systèmes utilisant plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception sont appelés systèmes Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) ou multi-antennaires. Les systèmes MIMO permettent d'avoir un degré de liberté plus grand et sont utilisés essentiellement soit pour augmenter le débit de transmission (multiplexage spatial) soit pour augmenter la robustesse du canal (diversité spatiale). Le multiplexage spatial consiste en l'envoi de plusieurs paquets du message simultanément et en utilisant la même fréquence et, la diversité spatiale quant à elle permet de transmettre plusieurs copies, du message à envoyer, pour augmenter sa fiabilité à la réception, parce que comme nous pouvons le constater sur la figure 3.1, représentant deux réponses fréquentielles pour deux trajets différents, il est moins probable d'avoir une même atténuation à une fréquence identique (ex : 10MHz, 70MHz).

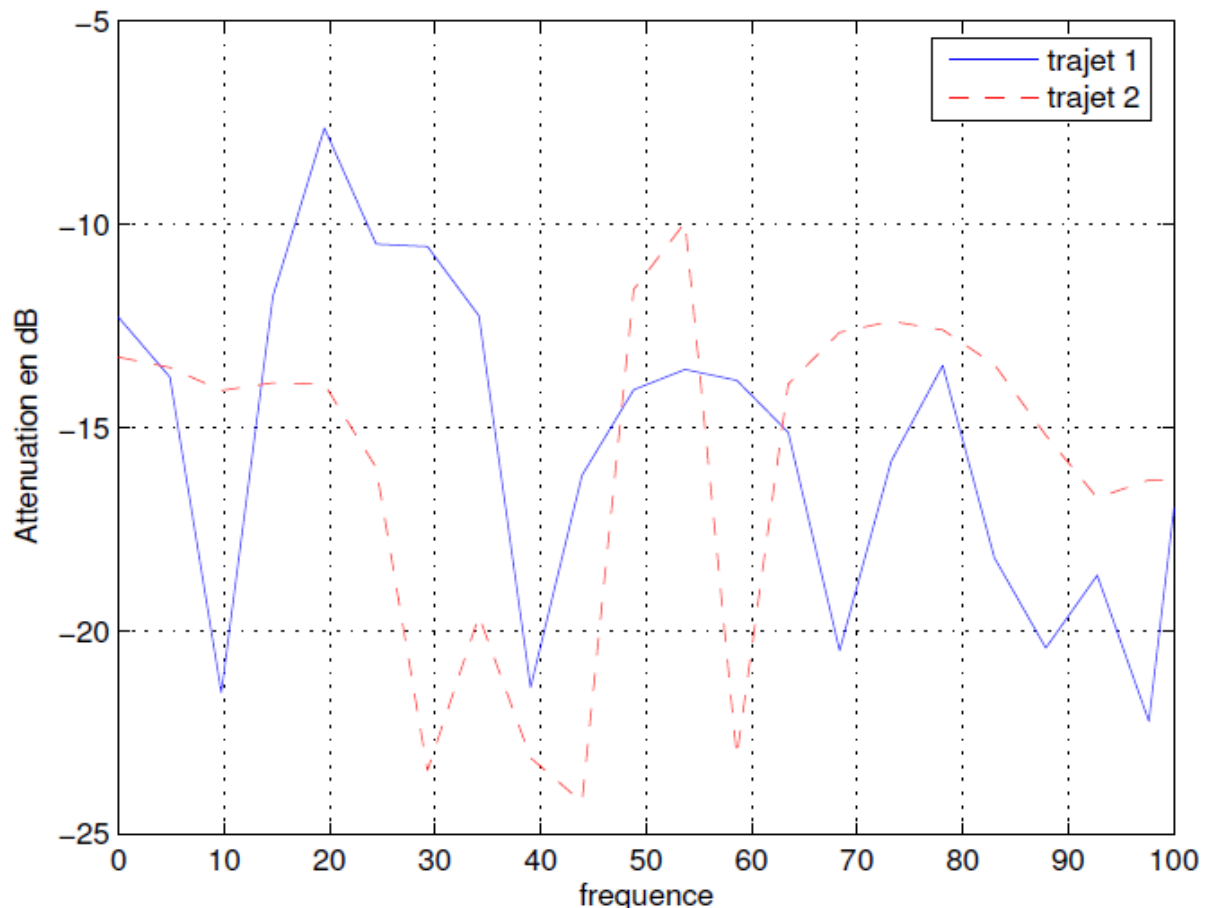


Fig. 3.1 : Réponses fréquentielles pour deux canaux de transmission différents.

3.2. Introduction des systèmes multi-antennaires

Il existe différents types de systèmes multi-antennaires, les systèmes SIMO (une antenne à l'émission, plusieurs antennes à la réception), les systèmes MISO (plusieurs antennes à l'émission, une antenne en réception) et les systèmes MIMO. Le premier système multi-antennaire (MISO) a été réalisé par Marconi en 1901 afin d'accroître le gain de transmission pour une communication trans-atlantique. Ainsi il put émettre le signal Mors de la lettre "S" sur une distance de 3425 entre Poldu (Angleterre) et St. John (terre-neuve). Les systèmes multi-antennaires ont évolué au cours du siècle dernier et sont en constante progression actuellement. Leurs bénéfices sont multiples :

- **Gain de densité (Array gain) :** en utilisant plusieurs antennes, la sensibilité de la détection du système multi-antennaire est augmentée ce qui accroît la portée du signal. Ainsi pour couvrir une grande surface où la densité de population est faible, il n'est plus nécessaire d'avoir une puissance de signal élevée grâce à la recombinaison des différentes répliques. C'est cette technique qui a été utilisée par Marconi.

- **Gain de diversité (Diversity gain) :** le gain de diversité est obtenu grâce aux différents trajets empruntés par les signaux atteignant plusieurs antennes. Le canal de propagation fluctue suivant les conditions du milieu et les fréquences. Un signal émis à une certaine fréquence peut être fortement affaibli par le canal, ce qui est appelé un évanouissement. Dans le cas SIMO, la diversité est exploitable facilement. Le récepteur combine les répliques reçues du même signal plus ou moins affaibli sur chacune des antennes. La valeur moyenne de l'évanouissement global est donc grandement réduite car la probabilité pour que tous les signaux soient affaiblis en même temps est faible. La diversité est équivalente au nombre de branches indépendantes du récepteur et égale au nombre d'antennes en réception pour un SIMO. Elle représente la pente de la courbe de probabilité d'erreur binaire dans les hauts RSB (Rapport Signal sur Bruit).

$$d = -\lim_{RSB \rightarrow \infty} \frac{\log(P_e(RSB))}{\log(RSB)} \quad (3.1)$$

$P_e(RSB)$ dénote le taux d'erreur mesuré à une valeur RSB fixée.

- **Multiplexage spatial (Spatial Multiplexing) :** le multiplexage spatial permet d'augmenter le débit de la transmission pour une même largeur de bande que le système original sans augmenter la puissance totale d'émission. Seul un canal MIMO rend possible le multiplexage spatial. Les données à émettre sur chaque antenne sont démultiplexées, c'est-à-dire que le flux de données initiales est réparti en N_t sous-flux chaque sous-flux est ensuite modulé et émis simultanément. Chaque signal est perturbé par des coefficients non-corrélés (dans le cas d'un canal non-corrélé) ce qui permet, avec la connaissance du canal au niveau du récepteur, de résoudre un système linéaire afin de retrouver chaque sous-flux. Le gain en débit est proportionnel au nombre de paires d'antennes émetteur-récepteur. L'ordre de multiplexage spatial est exprimé sous la forme :

$$r = -\lim_{RSB \rightarrow \infty} \frac{R(RSB)}{\log(RSB)} \quad (3.2)$$

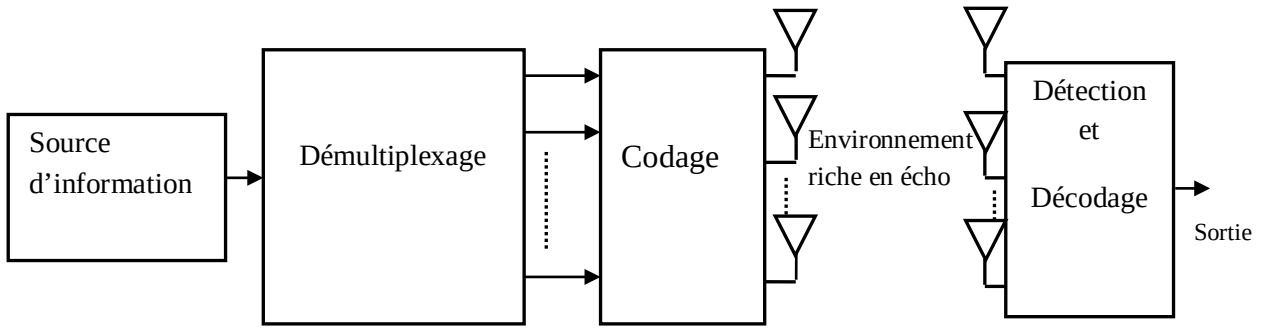


Fig. 3.2 : système de transmission spatio-temporel par couches.

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

$$(b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n \ \dots) \longrightarrow \begin{pmatrix} b_1 & b_{N_t+1} & \dots \\ b_2 & b_{N_t+2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ b_{N_t} & b_{2N_t} & \dots \end{pmatrix} \longrightarrow \begin{pmatrix} s_1^1 & s_2^1 & \dots \\ s_1^2 & s_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_1^{N_t} & s_2^{N_t} & \dots \end{pmatrix}$$

Les symboles qui se trouvent sur la ligne (ou couche) l de la matrice sont alors envoyés par la l^{eme} antenne ($l = 1, \dots, N_t$).

- **Réduction des interférences :** dans les communications sans fil le découpage en cellule permet de limiter l'interférence co-canal. Cependant n'étant pas nulle, elle perturbe quand même les systèmes. L'utilisation de multiples antennes rend la différenciation entre la signature spatiale du signal désiré et le signal du co-canal plus aisée ce qui réduit ce qui réduit l'interférence. Comme pour le multiplexage spatial, la connaissance du canal au niveau du récepteur est nécessaire.

3.3. Modélisation des systèmes multi-antennaires

Afin de rendre plus compréhensible la modélisation des systèmes multi-antennaires, le nombre d'antennes sera limité, ici, à deux antennes à l'émission pour le système plusieurs entrées-une seule sortie ou MISO (Multiple input-Single output), et à deux antennes à la réception pour le système une seule entrée-plusieurs sorties ou SIMO (Single input-Multiple output), le principe étant identique pour un nombre d'antennes plus important.

3.3.1 SIMO

Un système SIMO peut être modélisé par un nombre d'équations équivalent au nombre d'antennes en réception :

$$y_1 = h_{11}S + n_1 \quad (3.3)$$

$$y_2 = h_{12}S + n_2 \quad (3.4)$$

Où y_i est le signal reçu, h_{i1} est le gain du canal entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, n_i représente le bruit, et ce respectivement à la i^{eme} antenne, s est le symbole complexe émis.

Alors le symbole peut être estimé par la combinaison linéaire suivante :

$$y = w_1y_1 + w_2y_2 = (w_1h_{11} + w_2h_{21})s + w_1n_1 + w_2n_2 \quad (3.5)$$

où w_1 et w_2 sont des gains complexes en réception.

3.3.2 MISO

Le cas inverse au cas SIMO est le cas MISO. Une seule équation suffit à modéliser ce système :

$$y = h_{11}w_1s + h_{12}w_2s + n \quad (3.6)$$

Où y est le signal reçu.

Les coefficients w_1 et w_2 peuvent être choisis pour compenser l'atténuation du canal. Pour cela l'émetteur effectue une pré-égalisation grâce à la connaissance du canal à l'aide d'un retour d'informations du récepteur vers l'émetteur.

3.3.3 MIMO

Le système MIMO général considéré tout au long de ce mémoire est un système ayant N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception, qu'on va désigner par la suite par MIMO (N_r, N_t) le signal reçu par l'antenne j ($j=1, 2, \dots, N_r$) est la somme des contributions des symboles émis ($s_1, \dots, s_{N_t}$) multipliée par le gain complexe h_{ij} des liaisons correspondantes :

$$y_i = \sum_{j=1}^{N_t} h_{ij} s_j + n_i \quad (3.7)$$

Où h_{ij} représente le gain, qui n'est autre que la réponse impulsionnelle du canal, entre l'antenne émettrice i et l'antenne réceptrice j .

La figure 3.3, représente le model d'un système MIMO avec le démultiplexage (mise en parallèle des données série) des symboles s_j sur chaque antenne et le multiplexage (mise en série des données parallèles).

L'équation peut être réécrite d'une manière matricielle afin de la rendre plus synthétique :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.8)$$

$$\text{Où } \mathbf{y} = [y_1 \dots y_{N_r}]^T, \mathbf{s} = [s_1 \dots s_{N_t}]^T, \mathbf{n} = [n_1 \dots n_{N_r}]^T.$$

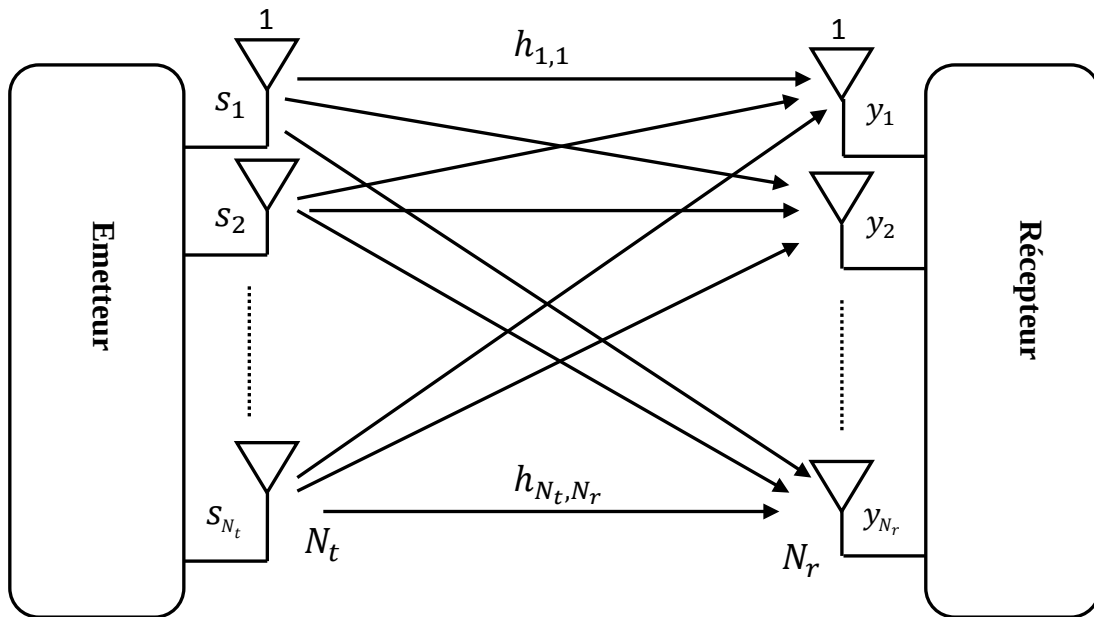


Fig. 3.3 : Schéma d'un système MIMO.

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \dots & h_{N_rN_t} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

3.4. Capacités

L'avantage des systèmes MIMO en terme d'augmentation de la capacité (débit par second par Hertz bits/s/Hz) a été démontré dès les premiers temps de recherches. Ceci leur donne un intérêt capital dans la plupart des applications de communications sans fil. Pour montrer cet intérêt nous allons calculer les capacités des trois systèmes SISO, SIMO et MIMO et observer les gains apportés en terme de débit [23], [24], [25].

3.4.1. Capacité du système SISO

En effet un système mono-antenne (SISO) étant perturbé seulement par un bruit blanc additif gaussien (AWGN) peut atteindre une capacité maximale de :

$$C_{siso} = \log_2(1 + \rho) \text{ bit/s /Hz} \quad (3.10)$$

Où ρ est le RSB en réception.

Pour de haut RSB, nous pouvons constater qu'il faut un gain de 3dB au niveau du RSB pour augmenter la capacité de 1bit/s/Hz. Nous considérons un canal non idéal sujet à des évanouissements aléatoires, nous pouvons introduire un gain h d'amplitude complexe gaussien de puissance unité et écrire la capacité ergodique (moyenne) :

$$C_{siso} = E[(1 + \rho|h|^2)] \text{ bit/s /Hz} \quad (3.11)$$

Où $\rho = P_0/\sigma^2$ avec $P_0 = E[|s|^2]$ la puissance émise et $\sigma^2 = E[|n|^2]$ la variance du bruit.

3.4.2. Capacité du canal MIMO déterministe

Pour un system MIMO avec N_t antennes en émission et N_r antennes en réception figure 2.3, un canal sans fil, invariable dans le temps, à bande étroite peut être représenté par une matrice $H(N_r \times N_t)$ déterministe $\in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$. Considérons un vecteur de symboles transmis $s \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$, constitué de N_t symboles d'entrée indépendants $s_1, s_2, \dots, s_{N_t}$. Alors, le signal reçu $y \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ peut être écrit sous forme matricielle comme suite :

$$y = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} H s + z \quad (3.11)$$

Où $z = (z_1, z_2, \dots, z_{N_r})^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ est un vecteur bruit, supposé Gaussien complexe symétrique et circulaire à moyenne nulle (ZMCSCG). On note que le vecteur bruit est décrit comme symétrique circulaire lorsque $e^{j\theta} s$ a la même distribution que s quelque soit θ . L'auto-corrélation du signal vecteur transmit est définit comme :

$$R_{ss} = E\{ss^H\} \quad (3.12)$$

On note que $\text{Tr}(R_{ss}) = N_t$ lorsque la puissance transmise au niveau de chaque antenne est supposée égale à 1.

3.4.2.1. Décomposition du canal H en valeurs singulières

Une méthode intéressante pour le calcul de la capacité des systèmes MIMO consiste à utiliser la décomposition du canal $H \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ en valeurs singulières (SVD)

$$H = U \Sigma V \quad (3.13)$$

Où $U \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ et $V \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ sont des matrices unitaires, et $\Sigma \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ est une matrice rectangulaire, ayant des éléments réels non négatifs sur son diagonal et les autres éléments égaux à zéro. Les éléments diagonales de Σ sont les valeurs singulières de H , notons les par $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{N_{\min}}$ où $N_{\min} \triangleq \min(N_t, N_r)$. Le rang de la matrice H correspond à nombre d'éléments non nul des valeurs singulières (c.à.d $\text{Rang}(H) \leq N_{\min}$). La décomposition de H en valeurs singulière vérifie aussi la décomposition, en valeurs propres (eigen-decomposition), suivante

$$HH^H = (U\Sigma V)(U\Sigma V)^H = U\Sigma\Sigma^H U^H = Q\Lambda Q^H \quad (3.14)$$

où $Q = U$ tel que $Q^H Q = I_{N_r}$, et $\Lambda \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ est une matrice diagonale avec ses éléments diagonaux donnés par :

$$\lambda_i = \begin{cases} \sigma_i^2, & \text{si } i = 1, 2, \dots, N_{\min} \\ 0, & \text{si } i = N_{\min} + 1, \dots, N_r \end{cases} \quad (3.15)$$

Comme les éléments diagonaux de Λ dans l'équation (3.14) sont des valeurs propres $\{\lambda_i\}_{i=1}^{N_r}$ l'équation (3.15) indique que les valeurs singulières carrées $\{\sigma_i^2\}$ de H sont les valeurs propres de la matrice symétrique hermitienne HH^H , où similairement, celles de $H^H H$.

Cependant, la norme carrée de Frobenius du canal MIMO est interprétée comme un gain de la puissance totale, qui est

$$\|H\|^2 = \text{Tr}(HH^H) = \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} |h_{i,j}|^2. \quad (3.16)$$

En utilisant l'équation (3.13), la norme carrée de Frobenius de l'équation (3.16) peut aussi être représentée sous plusieurs formes comme suite

$$\begin{aligned} \|H\|_F^2 &= \|Q^H H\|_F^2 \\ &= \text{Tr}(Q^H H H^H Q) \\ &= \text{Tr}(Q^H Q \Lambda Q^H Q) \\ &= \text{Tr}(\Lambda) \\ &= \sum_{i=1}^{N_{\min}} \lambda_i \\ &= \sum_{i=1}^{N_{\min}} \sigma_i^2 \end{aligned} \quad (3.17)$$

a. Capacité du canal lorsque le CSI est connu au niveau de l'émetteur

La capacité d'un canal déterministe est définie comme :

$$C = \max_{f(s)} I(s; y) \text{ bits/utilisation canal} \quad (3.18)$$

Où $f(s)$ est la fonction de densité de probabilité (FDP) du signal vecteur transmis s , et $I(s; y)$ est l'information mutuelle des vecteurs aléatoires s et y . La capacité du canal est le maximum d'informations qui peut être atteint en variant la FDP du signal vecteur transmis.

$$I(s; y) = \log_2 \det \left(I_{N_r} + \frac{E_s}{N_t N_0} H R_{ss} H^H \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.19)$$

Alors la capacité la capacité du canal MIMO déterministe est donnée par :

$$C = \max_{\text{Tr}(R_{ss})=N_t} \log_2 \det \left(I_{N_r} + \frac{E_s}{N_t N_0} H R_{ss} H^H \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.20)$$

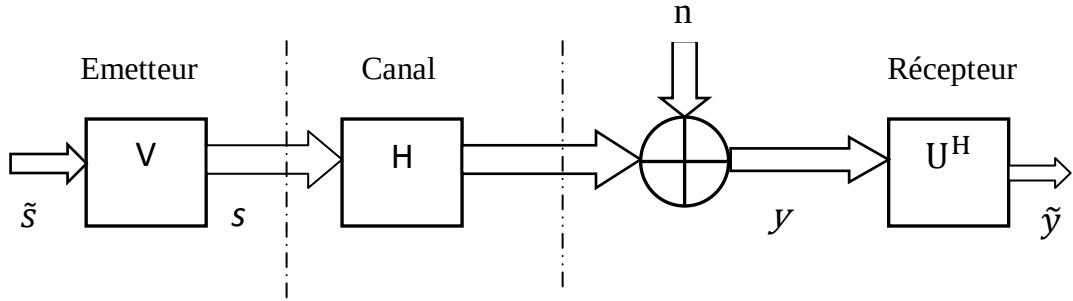


Fig. 3.4 : Décomposition modale quand le CSI est disponible au niveau du transmetteur.

La disponibilité l'information sur l'état du canal (CSI) au niveau de l'émetteur rend la décomposition modale possible comme il apparaît sur la Figure 3.4, dans laquelle le signal transmis est subit un prétraitement avec V au niveau de l'émetteur, le signal reçu est post traité avec U^H au niveau du récepteur. En se référant aux notations de la figure 3.4, le signal de sortie du récepteur peut être écrit comme :

$$\tilde{y} = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} U^H H V \tilde{s} + \tilde{z} \quad (3.21)$$

Où $\tilde{z} = U^H z$. En utilisant la décomposition en valeurs singulières de l'équation (3.13) on peut réécrire (3.21) comme :

$$\tilde{y} = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} \Sigma \tilde{s} + \tilde{z} \quad (3.22)$$

Qui est équivalente aux r canaux SISO virtuels, qui sont

$$\tilde{y} = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} \sqrt{\lambda_i} \tilde{s}_i + \tilde{z}_i, \quad i=1,2, \dots, r. \quad (3.23)$$

L'équivalence ci-dessus peut être illustrée comme dans la Figure 2.5. Si la puissance de transmission pour la i^{eme} antenne est donnée par $\gamma_i = E\{|s_i|^2\}$, la capacité du i^{eme} canal virtuel est donnée par

$$C_i(\gamma_i) = \log_2\left(1 + \frac{E_s \gamma_i}{N_t N_0} \lambda_i\right), \quad i=1,2, \dots, r. \quad (3.24)$$

Nous supposons que la puissance totale délivrée par l'émetteur est limitée à

$$E\{S^H S\} = \sum_{i=1}^{N_t} E\{|s_i|^2\} = N_t. \quad (3.25)$$

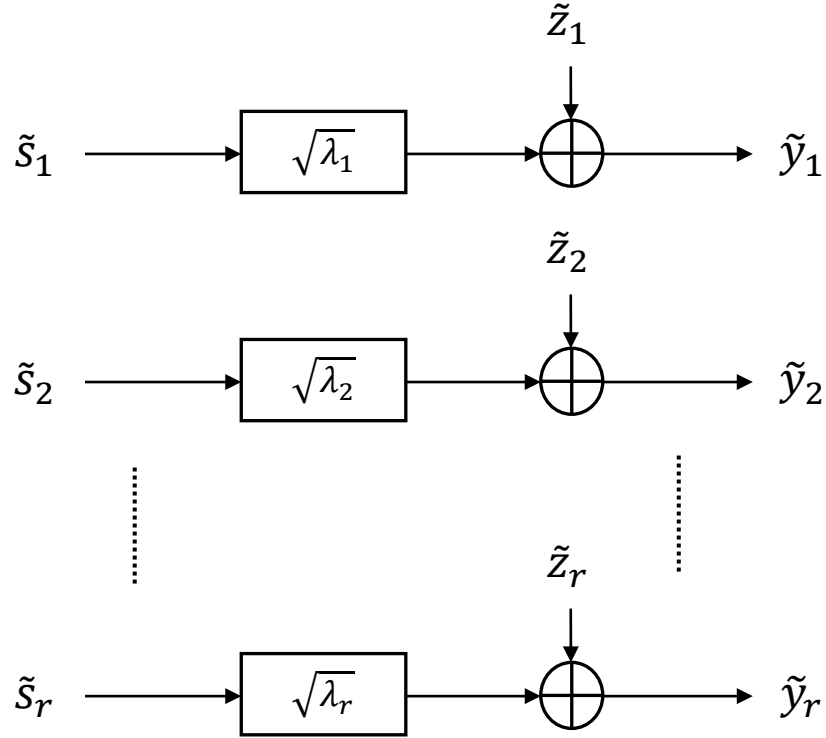


Fig. 3.5 : Décomposition du canal MIMO en canaux virtuels.

La capacité du canal MIMO est donnée maintenant par la somme des capacités des canaux virtuels, soit

$$C = \sum_{i=1}^r C_i(\gamma_i) = \sum_{i=1}^r \log_2\left(1 + \frac{E_s \gamma_i}{N_t N_0} \lambda_i\right) \quad (3.26)$$

Où la contrainte de la puissance totale de l'équation (3.25) doit être satisfaite. La capacité de l'équation (3.26) peut être maximisée par la solution du problème d'allocation de la puissance suivant

$$C = \max_{\{\gamma_i\}} \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s \gamma_i}{N_t N_0} \lambda_i \right) \quad (3.27)$$

Avec $\sum_{i=1}^r \gamma_i = N_t$

Une solution au problème ci-dessus est donnée par

$$\gamma_i^{opt} = \left(u - \frac{N_t N_0}{E_s \lambda_i} \right)^+, \quad i=1, 2, \dots, r \quad (3.28)$$

$$\sum_{i=1}^r \gamma_i^{opt} = N_t. \quad (3.29)$$

Où u est une constante et $(x)^+$ défini comme

$$(x)^+ = \begin{cases} x & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

La solution de l'équation (3.28) qui satisfait la contrainte de l'équation (3.29) est le fameux algorithme d'allocation de la puissance appelé Water-filling (ou water-pouring) illustré dans la figure 2.6. Il consiste à allouer plus de puissance à des modes ayant des RSB plus supérieurs. En plus, si un RSB est inférieur à un seuil donné en fonction de u , les modes correspondants ne devraient pas être utilisés, c.à.d aucune puissance ne leur sera accordée.

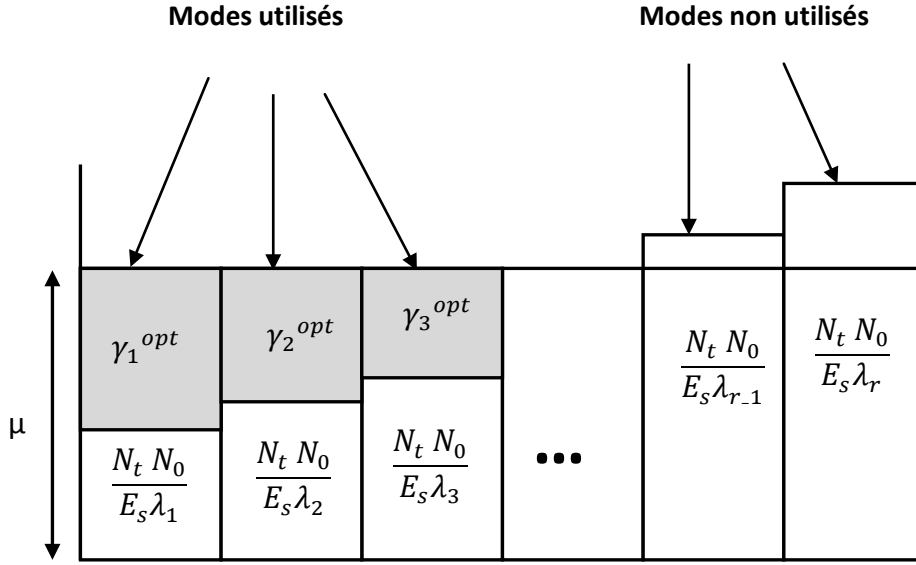


Fig. 3.6 : Illustration de l'algorithme d'allocation de puissance dit Water –filling.

b. Capacité du canal MIMO en absence du CSI

Quand l'état du canal H est inconnu par le transmetteur, la puissance d'émission est équitablement répartie entre les différentes antennes d'émission, ceci étant, la fonction d'auto corrélation du signal vecteur transmis s est donnée comme

$$\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{N_r} \quad (3.31)$$

Dans ce cas la capacité du canal est donnée par [24], [25] :

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{E_s}{N_t N_0} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.32)$$

Nous utilisons la décomposition en valeurs propres $\mathbf{H} \mathbf{H}^H = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H$ et l'identité $\det(\mathbf{I}_m + \mathbf{A} \mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_n + \mathbf{B} \mathbf{A})$, ou $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{m \times n}$ et $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{n \times m}$, la capacité du canal dans l'équation (3.32) est exprimée ainsi :

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{E_s}{N_t N_0} \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H \right) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{E_s}{N_t N_0} \mathbf{\Lambda} \right) \\ &= \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_t N_0} \lambda_i \right) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Où r dénote le rang de H , c.à.d, $r = N_{\min} \triangleq \min(N_t, N_r)$. Le canal MIMO est converti en r canaux SISO virtuels avec une puissance de transmission égale à E_s/N_t et un gain λ_i pour le i^{eme} canal SISO. Lorsque le CSI n'est pas connu au niveau de l'émetteur la puissance de transmission est équitablement répartie entre les N_t antennes de transmission.

Si on assume que le gain total du canal est fixe, $\|H\|_F^2 = \sum_{i=1}^r \lambda_i = \zeta$, H a un rang plein $N_t = N_r = N$ et $r=N$, alors la capacité du canal de l'équation () est maximale lorsque les valeurs singulières de H sont les mêmes pour tous les canaux (SISO) parallèles, alors :

$$\lambda_i = \frac{\zeta}{N}, \quad i=1,2, \dots, N \quad (3.34)$$

La capacité MIMO est rendu maximale, lorsque la canal est orthogonal, alors

$$HH^H = H^H H = \frac{\zeta}{N} I_N \quad (3.35)$$

Ce qui donne

$$C = N \log_2 \left(1 + \frac{E_s \zeta}{N_0 N} \right) \quad (3.36)$$

3.4.3. Capacité du canal SIMO

Pour le cas d'un canal SIMO avec une seule antenne en transmission et N_r antennes en réception, le gain du canal est donné par $h \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$, alors $r=1$ et $\lambda_1 = \|H\|_F^2$. Par conséquent la présence ou l'absence du CSI au niveau de l'émetteur n'a aucun effet, et la capacité du canal est donnée par

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \|H\|_F^2 \right) \quad (3.37)$$

Dans le cas où $h_i = 1$, $i=1, 2, \dots, N_r$, et par conséquence $\|H\|_F^2 = N_r$ la capacité est donnée par

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} N_r \right) \quad (3.38)$$

3.4.4. Capacité du canal MISO

Pour le cas du canal MISO, le gain du canal est donné par $h \in \mathbb{C}^{1 \times N_t}$, alors $r=1$ et $\lambda_1 = \|H\|_F^2$. Quand le CSI n'est pas disponible au niveau de l'émetteur, la capacité est donnée par

$$C_{MISO} = \log_2(1 + \frac{E_s}{N_0} \|H\|_F^2) \quad (3.39)$$

Dans le cas où $h_i = 1$, $i=1, 2, \dots, N_r$, et par conséquence $\|H\|_F^2 = N_r$ la capacité est donnée par

$$C_{MISO} = \log_2(1 + \frac{E_s}{N_0}) \quad (3.40)$$

3.4.5. Capacité du canal MIMO aléatoire

Les canaux MIMO changent d'une manière aléatoire, alors H est une matrice aléatoire, ce qui implique que sa capacité change d'une façon aléatoire dans le temps, autrement dit, la capacité du canal MIMO peut être donnée par sa moyenne temporelle. Dans la pratique, on suppose que le canal aléatoire est un processus ergodique. Alors la notion statistique de la capacité du canal MIMO est donnée par :

$$\bar{C} = E\{C(H)\} = E\{\max_{Tr(R_{ss})=N_t} \log_2 \det(I_{N_r} + \frac{E_s}{N_t N_0} H R_{ss} H^H)\} \text{ bits/s/H} \quad (3.41)$$

L'équation (3.41) est fréquemment connue comme une capacité ergodique du canal. La capacité ergodique du canal pour le système à boucle ouverte sans la présence de l'information sur l'état du canal (CSI) au niveau de l'émetteur est donnée par :

$$\bar{C}_{BO} = E\{\sum_{k=1}^K \log_2(1 + \frac{E_s}{N_t N_0} \lambda_k)\} \text{ bits/s/Hz} \quad (3.42)$$

De même, pour le cas d'un système à boucle fermée avec la présence du CSI, la capacité ergodique du canal est donnée par :

$$\begin{aligned} \bar{C}_{BF} &= E\{\max_{\sum_{k=1}^K \gamma_k = N_t} \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \frac{E_s}{N_t N_0} \gamma_k \lambda_k)\} \\ &= E\{\sum_{k=1}^K \log_2(1 + \frac{E_s}{N_t N_0} \gamma_k^{opt} \lambda_k)\} \text{ bits/s/Hz} \end{aligned} \quad (3.43)$$

3.4.6. Capacité de coupure (outage capacity)

Une autre notion statistique de la capacité du canal est la capacité de coupure. La capacité de coupure est définie comme :

$$P_{coup}(R) = \Pr(C(\mathbf{H}) < R) \quad (3.44)$$

En d'autres termes, le système est dit qu'il est en coupure si la probabilité d'erreur de décodage ne peut pas être rendue petite d'une façon arbitraire avec un taux de transmission de R bps/Hz. Alors le ε -coupure de la capacité du canal est défini comme le plus large volume de données pour que la probabilité de coupure de l'équation (3.44) soit inférieure à ε autrement dit cela correspond à C_ε tel que $\Pr(C(\mathbf{H}) < C_\varepsilon) = \varepsilon$.

3.5. Récepteurs utilisés

Il existe un grand nombre de récepteurs différents pour estimer les symboles émis par le système MIMO ainsi qu'un grand nombre de variantes [26], [27], [28]. Nous allons présenter dans ce qui suit, les principaux d'entre eux :

3.5.1. Forçage à Zéro

Le récepteur de forçage à zéro (ZF : Zero forcing) est le récepteur le plus simple. Il est basé sur l'inversion de la matrice $\mathbf{H}$ du canal. Evidemment, il faut que $\mathbf{H}$ soit carré et inversible ainsi les symboles estimés sont égaux à :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{y} \quad (3.45)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{s} + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{n} \quad (3.46)$$

Nous pouvons constater que pour des faibles RSB, la contribution du bruit dans l'estimation des symboles va fortement perturber le récepteur ZF. Par contre pour des niveaux de RSB plus élevés, le récepteur ZF donne des résultats corrects. Dans la pratique la matrice $\mathbf{H}$ n'est pas forcément carrée ($N_t \neq N_r$). Il est donc impératif d'utiliser la matrice dite pseudo inverse $\mathbf{H}^\dagger$ de la matrice canal pour estimer les symboles

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{y} \quad (3.47)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}^*\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^*\mathbf{y} \quad (3.48)$$

3.5.2. Minimisation de l'erreur quadratique moyenne

Un autre récepteur linéaire est le récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM). A la différence du ZF qui inverse juste le canal et qui augmente donc le niveau de bruit, ce récepteur minimise l'erreur globale due à la contribution du bruit et à l'interférence mutuelle des signaux ce qui fait qu'il résiste mieux au bruit en ne séparant pas parfaitement les sous-canaux. L'expression des symboles estimés est donnée par :

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + \frac{N_t}{\rho} \mathbf{I}_{N_t})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{y} \quad (3.49)$$

Où $\rho = P_0/\sigma^2$ est le RSB moyen par antenne de réception.

Nous pouvons constater que le récepteur EQMM se rapproche du récepteur ZF à hauts RSB car dans ce cas, σ^2 tend vers zéro.

3.5.3. Maximum de vraisemblance

Les meilleures performances en terme de taux d'erreur sont obtenues par le récepteur utilisant le maximum de vraisemblance (MV). Après avoir estimé en réception la matrice canal, le récepteur génère la constellation de tous les symboles possibles et recherche la distance minimale entre le symbole reçu et les symboles générés :

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_s \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\| \quad (3.50)$$

Ce récepteur est optimal si les symboles sont équiprobables et si les N_t voies parallèles sont indépendantes. Cette méthode a le désavantage de devenir complexe lorsque le nombre de points de constellation est grand et que le nombre d'antennes augmente. En effet, si M représente la taille de la constellation le récepteur doit calculer M^{N_t} distances ce qui devient rapidement exorbitant en terme de calcul, à titre d'exemple pour une modulation à constellation MAQ-256 et 2 antennes en émission, il y a 65536 distances à calculer [29].

3.5.4. Annulations successives d'interférences ordonnées

Les méthodes linéaires précédemment citées ne donnent pas toujours des résultats satisfaisants : le MV est très performant au prix d'un nombre exorbitant de tests, le ZF sépare parfaitement les symboles mais la contribution du bruit reste élevée, l'EQMM est moins sensible au bruit que le ZF mais n'enlève pas toutes les interférences entre les différents symboles. L'algorithme V-BLAST (Vertical Bell-Laboratories layered Space-Time) a été développé par les laboratoires Bell [30]. Il se base sur une égalisation, soit par le critère de ZF ou de l'EQMM, avec un retour de décision. Il utilise l'annulation successive de la contribution pour les estimer l'un après l'autre. Cet algorithme augmente les performances de l'estimateur en contre partie d'une complexité accrue au niveau du récepteur.

La procédure du V-BLAST est la suivante : la voie de donnée ayant la puissance la plus forte est déterminée et le symbole émis par l'émetteur correspondant est estimé. En suite la contribution de ce symbole est annulée et l'opération est répétée avec les $N_t - 1$ symboles restants jusqu'à ce que tous les symboles soient estimés. L'algorithme du V-BLAST est donné dans le tableau 3.1.

Les notations utilisées sont les suivantes :

- $(G_i)_j$ est la j^{eme} ligne de G_i , k_i Désigne l'ordre de détection, soit l'ordre des émetteurs triés par ordre de RSB du plus grand au plus petit.
- Q Symbolise le processus de quantification, c'est-à-dire l'estimation du symbole
- $= (\mathbf{H}_{k_i})^+$ Est la matrice canal $\mathbf{H}$, annulée des contributions des k_i premiers émetteurs, les colonnes de $\mathbf{H}$ ont été remplacées par des zéros.

Dans l'algorithme présenté, l'ordre de détection des symboles doit être recalculé tous les N_t symboles. Mais en pratique le canal peut être considéré quasi-statique sur une durée plus longue que $N_t \times T_s$ ce qui évite de recalculer. De plus, en utilisant l'EQMM au lieu du ZF pour estimer la détection devient plus performante au détriment de la rapidité.

Phase d'initialisation
$i=1$ $G_1 = \mathbf{H}^\dagger$ $\mathbf{k}_1 = \arg \min_j \ (G_1)_j\ ^2$
Boucle récursive
$w_{k_i} = (G_1)_{k_i}$ $y_{k_i} = w_{k_i}^T y_i$ $\hat{\mathbf{s}}_{k_i} = Q(y_{k_i})$ $y_{i+1} = y_i - \hat{\mathbf{s}}_{k_i}(\mathbf{H}_{k_i})$ $G_{i+1} = (\mathbf{H}_{k_i}^-)^\dagger$ $k_{i+1} = \arg \min_{j \notin \{k_1 \dots k_i\}} \ (G_{i+1})_j\ ^2$ $i=i+1$

Tab. 3.1 : Algorithme du V-BLAST associé au ZF.

3.6. Les précodeurs

Les systèmes MIMO, d'après leur construction, offrent de nombreux avantages. Pour accroître encore les performances en terme de robustesse, débits, qualité de service..., différentes méthodes ont été développées afin de répartir au mieux la puissance totale du système sur les antennes. Ainsi, les dégradations dues à la propagation peuvent être anticipées : c'est ce qui est appelé le précodage (ou pré-égalisation) avant l'émission. La contrainte forte et obligatoire pour ce type d'optimisation est la nécessité de connaître, au niveau de l'émetteur, l'état du canal (CSI). Celui-ci est généralement estimé en réception par une séquence d'apprentissage [31], [32], [33], [34] ou par des algorithmes à égalisation aveugle afin de démoduler les symboles. Le CSI à l'émetteur nécessite donc la mise en place d'un retour d'information du récepteur vers l'émetteur en renvoyant toute l'estimation du canal ou seulement quelques coefficients. Dans le cas d'un canal symétrique et invariant sur plusieurs durées symboles, l'émetteur et le récepteur peuvent fonctionner en duplexe temporel sur la même bande de fréquence. L'émetteur peut alors estimer le canal grâce aux émissions du récepteur.

Pour optimiser la transmission des systèmes MIMO à l'aide de précodeur, il faut savoir quelles performances doivent être améliorées dans cette communication sans fil. Trois types d'améliorations peuvent être distinguées :

- **Le débit** : le but est d'atteindre le plus haut débit binaire par unité de largeur de bande. La capacité théorique maximale d'un système MIMO étant très supérieure au SISO dans les hauts RSB. Il est donc intéressant de garantir la meilleure exploitation du canal MIMO.
- **La fiabilité** : la fiabilité d'un système est souvent en contradiction avec la capacité maximale. La fiabilité est mesurée par le taux d'erreur binaire moyen. Il est important de choisir une stratégie de précodage qui permet de compenser au mieux les effets du canal.
- **La complexité** : plus le précodage est complexe plus l'implémentation est difficile et en générale consommatrice d'énergie, ce qui peut poser des problèmes sur des appareils mobiles. Il faut donc concevoir des précodeurs différents suivant leur implémentation.

L'optimisation générale des précodeurs, suivant certains critères tel que l'EQMM (Erreur Quadratique Moyen Minimale), le Water filling (WF maximisation de la capacité), la QoS (Qualité de Service), l'EE (Erreur Egale), aboutit à la diagonalisation du canal $\mathbf{H}$. Une technique classique pour simplifier les systèmes multi-variables est de diagonaliser le système.

3.6.1.1. Diagonalisation d'un canal MIMO

La diagonalisation du canal, que nous appelons canal virtuel, va se faire par l'intermédiaire d'une matrice de précodage $\mathbf{F}$ et d'une matrice de décodage $\mathbf{G}$. lorsque le processus de "virtualisation" du canal sera complet, la matrice canal virtuel sera diagonale et le bruit du système équivalent sera blanc et isotrope, pour le moment, le système MIMO général précodé peut s'écrire :

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{G}\mathbf{v} \quad (3.51)$$

où $\mathbf{H}$ est la matrice de canal $N_r \times N_t$, $\mathbf{F}$ est la matrice de précodage $N_t \times b$, $\mathbf{G}$ est la matrice de décodage $b \times N_r$, $\mathbf{s}$ est le vecteur symbole émis $b \times 1$, b est le nombre de symboles émis simultanément et peut être inférieur à N_t , $\mathbf{v}$ est le vecteur de bruit $N_r \times 1$ et $\mathbf{y}$ est le vecteur reçu $N_r \times 1$.

Le modèle d'un système MIMO est donné sur la figure 3.7. Les symboles sont démultiplexés sur b voies, puis et précodés par $\mathbf{F}$ enfin émis sur les N_t antennes. Les contributions dues aux différents trajets sont reçues sur les N_r antennes. Ensuite la matrice $\mathbf{G}$ decode les symboles afin qu'ils soient estimés et multiplexés.

La dimension de b est limitée à $b \leq \min(N_t, N_r)$, car le nombre maximum de symboles pouvant être émis est égale au minimum de (N_t, N_r) , si la matrice est de rang plein. Nous supposons ici que

$E = \{ss^*\} = I_b$, $E = \{vv^*\} = \mathbf{R}$, $E = \{sv^*\} = 0$, I_b étant la matrice identité de taille $b \times b$ et $\mathbf{R}$ la matrice de corrélation du bruit. En notons la puissance totale disponible P_0 , nous devons respecter la contrainte de puissance suivante à l'émission :

$$\text{trace}\{\mathbf{F}\mathbf{F}^*\} = P_0 \quad (3.52)$$

La figure 3.7, représente en schéma bloc le système MIMO général précodé de façon matricielle. Pour aboutir à la diagonalisation du canal, les matrices de codage et de décodage vont être décomposées en produit de matrices. La première étape sépare les matrices qui servent à diagonaliser et à blanchir le bruit notées avec un indice v , et les matrices qui servent à optimiser le système suivant un critère, notées avec un indice d . Ainsi nous posons les matrices suivantes :

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_v \mathbf{F}_d \text{ et } \mathbf{G} = \mathbf{G}_v \mathbf{G}_d \quad (3.53)$$

Sur la figure 3.8, nous représentons le schéma bloc de la décomposition d'un système MIMO précodé et décodé.

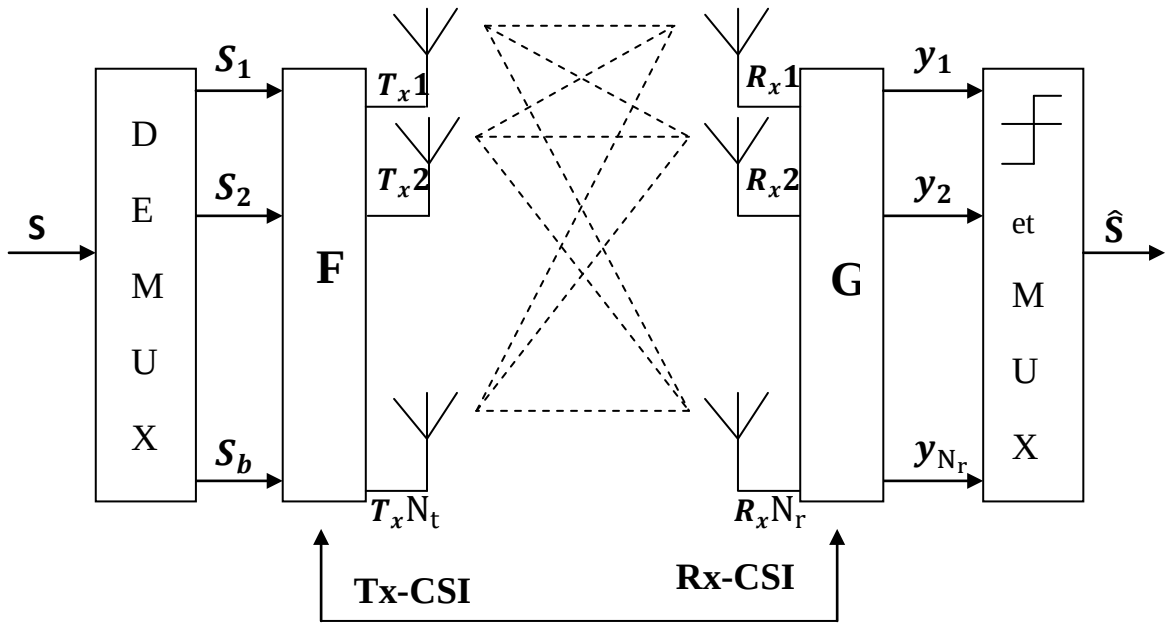


Fig. 3.7 : Schéma d'un système MIMO précodé.

Nous pouvons réécrire le système MIMO comme suite :

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}_d \mathbf{H}_v \mathbf{F}_d \mathbf{s} + \mathbf{G}_d \mathbf{v}_v \quad (3.54)$$

Où $\mathbf{H}_v$ est le canal virtuel défini par $\mathbf{H}_v = \mathbf{G}_v \mathbf{H} \mathbf{F}_v$ et $\mathbf{v}_v$ est le bruit virtuel $\mathbf{v}_v = \mathbf{G}_v \mathbf{v}$ de la matrice de corrélation $\mathbf{R}_v = \mathbf{G}_v \mathbf{R} \mathbf{G}_v^*$.

Le schéma bloc final simplifié du système MIMO "virtualisé" est donné en figure 3.8.

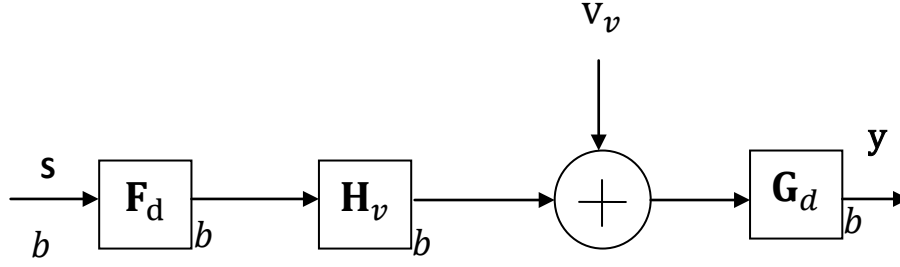


Fig. 3.8 : Model d'un système MIMO virtuel simple.

Si les matrices de précodage $\mathbf{F}_v$ sont unitaire la contrainte de puissance sur le précodeur $\mathbf{F}_d$ est donnée par :

$$\text{trace} = \{\mathbf{F}_d \mathbf{F}_d^*\} = P_0 \quad (3.55)$$

L'objectif par la suite est de parvenir à l'aide de transformations successives à simplifier le model autant que possible. Pour cette raison, les matrices de précodage et décodage seront définies comme :

$$\mathbf{G}_v = \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_3 \text{ et } \mathbf{F}_v = \mathbf{F}_1 \mathbf{F}_2 \mathbf{F}_3.$$

La simplification du canal MIMO se décompose en trois étapes :

- Le blanchiment du bruit ($\mathbf{F}_1$ et $\mathbf{G}_1$)
- La diagonalisation du canal ($\mathbf{F}_2$ et $\mathbf{G}_2$)
- La réduction de dimension ($\mathbf{F}_3$ et $\mathbf{G}_3$)

6.1.2. Blanchiment du bruit

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^* \quad (3.56)$$

Déterminons la décomposition en valeurs propres de la matrice de corrélation du bruit :

Où $\mathbf{Q}$ est une matrice unitaire et $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{N_r})$ est une matrice réelle diagonale avec $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{N_r} \geq 0$; à noter que les valeurs propres sont tirées dans l'ordre décroissant. Prenons :

$$\mathbf{G}_1 = \Lambda^{-\frac{1}{2}} \mathbf{Q}^* \text{ et } \mathbf{F}_1 = \mathbf{I}_{N_t} \quad (3.57)$$

Où $\Lambda^{-\frac{1}{2}}$ est une matrice diagonale, dont ses éléments diagonaux sont $\frac{1}{\sqrt{\lambda_1}}, \dots, \frac{1}{\sqrt{\lambda_{N_r}}}$. Alors la matrice de corrélation du bruit virtuel est :

$$\mathbf{R}_{v1} = \mathbf{G}_1 \mathbf{R} \mathbf{G}_1^* = \mathbf{I}_{N_r} \quad (3.58)$$

Le canal après blanchiment est :

$$\mathbf{H}_{v1} = \mathbf{G}_1 \mathbf{H} \mathbf{F}_1 \quad (3.59)$$

3.6.1.3. Diagonalisation du canal

Un outil mathématique très utilisé pour la simplification d'un canal est la décomposition en valeurs singulières (SVD). Décrivons la DVS de $\mathbf{H}_{v1}$:

$$\mathbf{H}_{v1} = \mathbf{A} \mathbf{\Sigma} \mathbf{B}^* \quad (3.60)$$

Où $\mathbf{A}$ est une matrice unitaire $N_r \times N_r$. $\mathbf{B}$ est une matrice unitaire $N_t \times N_t$ et $\mathbf{\Sigma}$ est une matrice $N_r \times N_t$ qui a la structure suivante :

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{pmatrix} \mathbf{\Sigma}_k & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (3.61)$$

Où $\mathbf{\Sigma}_k = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_k)$ est une matrice diagonale $k \times k$ avec des éléments réels et strictement positifs sur la diagonale. Si $\mathbf{H}$ est de rang plein alors $k = \min(N_r, N_t)$. Considérons que ces éléments ont été triés tel que $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_k > 0$, et prenons :

$$\mathbf{G}_2 = \mathbf{A}^* \text{ et } \mathbf{F}_2 = \mathbf{B} \quad (3.62)$$

Notons que le fait de choisir $\mathbf{F}_2 = \mathbf{B}$ n'implique aucune perte de généralisation parce que si l'information du canal est disponible du côté de l'émetteur, il sera toujours possible d'inclure $\mathbf{B}^*$ dans $\mathbf{F}_d$ pour annuler $\mathbf{F}_2$.

Alors le canal virtuel après blanchiment et diagonalisation est :

$$\mathbf{H}_{v2} = \mathbf{G}_2 \mathbf{H}_{v1} \mathbf{F}_2 = \Sigma \quad (3.63)$$

Et la matrice de corrélation du bruit est :

$$\mathbf{R}_{v2} = \mathbf{G}_2 \mathbf{R}_{v1} \mathbf{G}_2^* = \mathbf{I}_{N_r} \quad (3.64)$$

Maintenant la matrice de canal virtuel et la matrice de corrélation de bruit virtuel sont extrêmement simples.

3.6.1.4. Réduction de dimension

Avec la deuxième étape, nous avons vu que la décomposition en valeur singulière renvoie une matrice Σ de dimension $N_r \times N_t$. Afin de réduire la dimension au nombre de voies ($b \leq \min(N_r, N_t)$) nous gardons seulement les b voies de la matrice Σ_k en prenant $\mathbf{G}_3$ comme matrice $b \times N_r$ et $\mathbf{F}_3$ la matrice $N_t \times b$ définies par :

$$\mathbf{G}_3 = (\mathbf{I}_b \quad \mathbf{0}) \text{ et } \mathbf{F}_3 = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_b \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (3.65)$$

Finalement le canal virtuel est la matrice $b \times b$ suivante :

$$\mathbf{H}_v = \mathbf{G}_3 \mathbf{H}_{v2} \mathbf{F}_3 = \Sigma_b \quad (3.66)$$

Où Σ_b est la matrice diagonale $b \times b$ contenant les b premiers éléments de la diagonale de Σ .

La matrice de corrélation du bruit virtuel est :

$$\mathbf{R}_v = \mathbf{I}_b \quad (3.57)$$

Le modèle final est donc :

$$\mathbf{y} = \underbrace{\mathbf{G}_d \mathbf{G}_3 \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_1}_{\text{canal}} \underbrace{\mathbf{H} \mathbf{F}_1 \mathbf{F}_2 \mathbf{F}_3 \mathbf{F}_d}_{\text{canal}} \mathbf{s} + \mathbf{G}_d \mathbf{v}_v \quad (3.68)$$

et est représenté en schéma bloc sur la figure 3.8.

Résumé de la méthode

Grâce à la simplicité de la méthode, basée seulement sur des manipulations très simples de matrices, il est facile de la résumer dans un tableau.

3.6.2. Description de précodeurs

La diagonalisation du canal vue précédemment entraîne la réécriture d'un système MIMO comme suite :

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}_d \mathbf{H}_v \mathbf{F}_d \mathbf{s} + \mathbf{G}_d \mathbf{v}_v \quad (3.69)$$

Où $\mathbf{v}_v = \mathbf{G}_v \mathbf{v}$ est un bruit blanc avec une matrice de corrélation $\mathbf{R}_v = \mathbf{I}_b$ et $\mathbf{H}_v = \Sigma_b = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_b)$ est la matrice $b \times b$ du canal virtuel (c'est une matrice diagonale dont les éléments sont positifs et rangés par ordre décroissant). Par la suite, pour garder la puissance constante du côté des émetteurs, la matrice de précodage $\mathbf{F}_d$ est sujet à la contrainte trace.

$$\text{trace} = \{\mathbf{F}_d \mathbf{F}_d^*\} = P_0 \quad (3.70)$$

Les précodeurs présentés ici se basent sur le fait que le canal est déjà diagonal. Nous partons de l'hypothèse où les matrices $\mathbf{F}_d$ et $\mathbf{G}_d$ sont égales à $\mathbf{F}_d = \text{diag}(f_i)_{i=1}^b$ et $\mathbf{G}_d = \text{diag}(g_i)_{i=1}^b$. Le système est alors équivalent à b voies parallèles et indépendantes :

$$y_i = g_i \sigma_i f_i s_i + g_i n_i \quad i = 1, \dots, b \quad (3.71)$$

Comme cette représentation revient à une série de b canaux indépendants, la détection MV peut être alors réalisée efficacement même pour un grand nombre de valeurs de b et des constellations importantes.

Ainsi, les coefficients g_i n'ont aucune influence sur les performances du système et peuvent être pris égaux à 1 ($\mathbf{G}_d = \mathbf{I}_b$).

6.2.1. Précodeur Water Filling

Le précodeur permettant de maximiser la capacité d'un système MIMO est appelé précodeur Water Filling (WF). La capacité pour notre modèle diagonal, s'écrit :

$$C = \sum_{i=1}^b \log_2(1 + f_i^2 \sigma_i^2) \quad (3.72)$$

Le précodeur diagonal qui maximise (3.63) sous la contrainte (3.52) s'écrit sous la forme

$$f_i^2 = \begin{cases} \Psi - \left(\frac{1}{\sigma_i^2}\right)^2 & \text{si } \Psi > \left(\frac{1}{\sigma_i^2}\right)^2 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{pour } i = 1, \dots, b \quad (3.73)$$

Où le seuil Ψ est défini par :

$$\Psi = \frac{P_0 + \gamma_\Psi}{b_\Psi} \quad \text{avec } \gamma_\Psi = \sum_{i=1}^{b_\Psi} \left(\frac{1}{\sigma_i^2}\right)^2 \quad (3.74)$$

Nous pouvons constater que suivant que Ψ soit supérieur ou inférieur à $\left(\frac{1}{\sigma_i^2}\right)^2$, f_i^2 peut être égale à 0. Cette propriété signifie que le précodeur WF peut "sacrifier" des voies en n'utilisant que b_Ψ voies sur les b disponibles. b_Ψ est l'entier qui borne les seuils $\sigma_i^2 > 1/\Psi$ pour $i = 1, \dots, b_\Psi$ et $\sigma_i^2 \leq 1/\Psi$ pour $i = b_\Psi + 1, \dots, b$. Alors la contrainte de puissance donne :

$$P_0 = \sum_{i=1}^{b_\Psi} f_i^2 = \Psi b_\Psi - \gamma_\Psi. \quad (3.75)$$

L'algorithme doit vérifier que la valeur de Ψ génère le même b_Ψ . Nous pouvons facilement trouver les f_i par (3.75). Pour bien comprendre comment fonctionne le calcul du précodeur WF, son synoptique est présenté sur la figure 2.10.

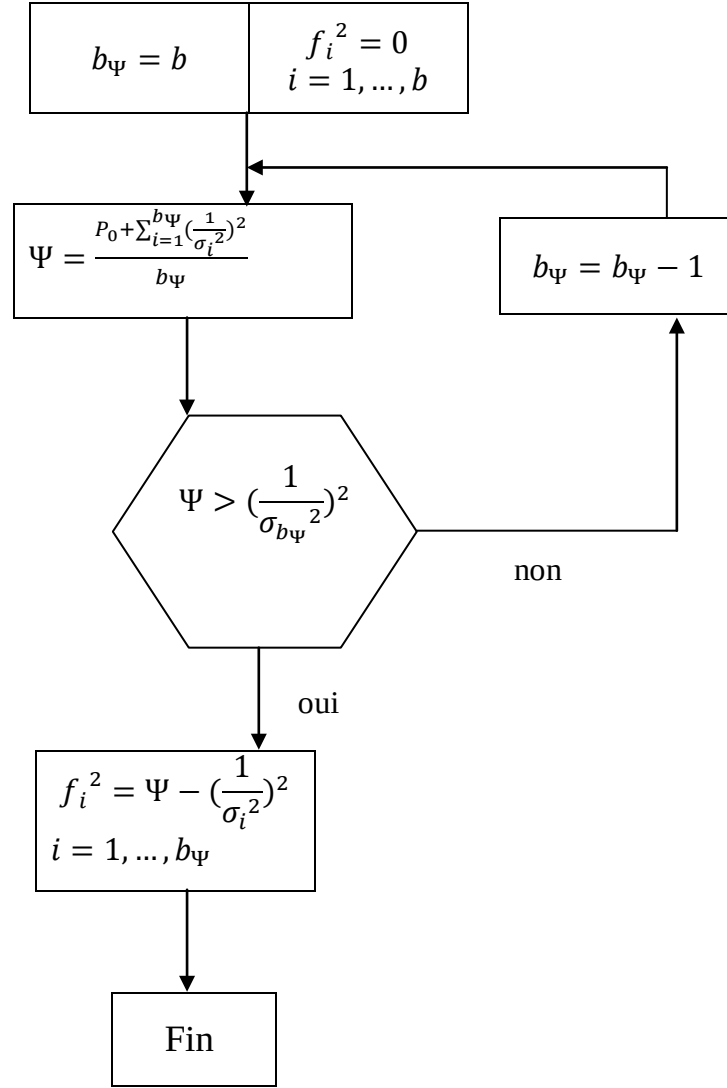


Fig. 3.9 : Schéma synoptique pour le calcul du valeurs du précodeur WF

3.6.2.2. Précodeur minimisation de l'erreur quadratique moyenne

Une autre solution bien connue pour l'optimisation des systèmes MIMO est la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM). Cette méthode est intéressante à cause de sa faible complexité et de sa robustesse. Le critère à minimiser est $E = [\|\mathbf{y} - \mathbf{s}\|]^2$ et peut être écrit comme :

$$\sum_{i=1}^b E [|(g_i \sigma_i f_i - 1) \mathbf{s}_i + g_i \mathbf{v}_i|^2] \quad (3.76)$$

Après optimisation, les coefficients du précodeur sont décrit par le système suivant :

$$f_i^2 = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_i} \left(\Psi - \frac{1}{\sigma_i} \right) & \text{si } \Psi > \left(\frac{1}{\sigma_i} \right) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.51)$$

En notant b_Ψ l'entier tel que $\sigma_i > 1/\Psi$ pour $i = 1, \dots, b_\Psi$ et $\sigma_i \leq 1/\Psi$ pour $i = b_\Psi + 1, \dots, b$, nous avons :

$$\Psi = \frac{P_0 + \gamma_\Psi}{\beta_\Psi} \quad (3.77)$$

Avec

$$\beta_\Psi = \sum_{i=1}^{b_\Psi} \frac{1}{\sigma_i} \quad (3.78)$$

Et γ_Ψ définit en (3.74)

Pour le WF et l'EQMM nous constatons que toutes les voies de données ne sont pas forcément utilisées. En effet, à cause du blanchiment σ_i joue le rôle de RSB par voie. De plus, à fort RSB ($\sigma_i \gg 1$), nous pouvons remarquer que ces deux précodeurs n'ont pas du tout la même stratégie d'allocation de puissance. En effet pour le WF $f_i^2 \approx P_0/b_\Psi$, la puissance est répartie équitablement entre les voies. Pour l'EQMM $f_i^2 \approx P_0/(\sigma_i \beta_\Psi)$, la puissance est inversement proportionnelle à σ_i (β_Ψ est une constante). A fort RSB, l'EQMM va toujours émettre plus de puissance sur la voie la plus défavorisée.

3.6.2.3. Précodeur qualité de service

Le critère sur la qualité de service (QdS) est utile pour des systèmes nécessitant une qualité de transmission différente sur chaque voie. Ce précodeur donne la possibilité de régler l'écart en dB des RSB reçus γ_i entre les voies :

$$\gamma_i = f_i^2 \sigma_i^2 \text{ pour } i = 1, \dots, b \quad (3.79)$$

Pour garantir la contrainte RSB sur chaque voie telle que $\gamma_i = \gamma \rho_i$ où ρ_i représente la proportion de RSB pour chaque voie, il faut que la somme des proportions soit égale à 1.

$$\sum_{i=1}^b \rho_i = 1 \quad (3.80)$$

$$\gamma = \sum \gamma_i = \frac{P_0}{\sum_{k=1}^b \frac{\rho_k}{\sigma_k^2}} \quad (3.81)$$

Les valeurs de ρ_i doivent être rangées par ordre décroissant $\rho_1 > \rho_2 > \dots > \rho_b$. Le précodeur répartit alors la puissance comme suit :

$$f_i^2 = \frac{P_0 \rho_i}{\sigma_i^2 \sum_{k=1}^b \frac{\rho_k}{\sigma_k^2}} \quad (3.82)$$

Par exemple, pour garantir un écart de 3dB entre les voies 1 et 2, pour des systèmes ayant 2 voies de données, nous pouvons choisir simplement les proportions $\rho_1 = 2/3$ et $\rho_2 = 1/3$ avec $\rho_1 + \rho_2 = 1$.

3.6.2.4. Précodeur erreur égale

Un cas particulier de la QdS est obtenu lorsque tous les ρ_i sont identiques. Ainsi, toutes les voies ont le même RSB (γ_i constant pour $i = 1, \dots, b$) pour donner la même probabilité d'erreur. Ce critère, nommé erreur égale, permet de palier à la disparité de la probabilité d'erreur sur les voies comme, par exemple, l'EQMM qui peut aboutir à des probabilités d'erreurs très différentes. A partir de, le précodeur EE s'écrit :

$$f_i^2 = \frac{P_0}{\sigma_i^2 \sum_{k=1}^b \frac{1}{\rho_k^2}} \quad (3.83)$$

3.6.2.5. Précodeur max-SNR

Le précodeur maximum-SNR est un précodeur qui maximise le rapport signal sur bruit en réception. Il résulte de la combinaison du MRC et du MRT. Il émit toute la puissance dans la direction la plus favorisée du canal (MRT) et maximise le RSB en réception (MRC).

La relation d'entrée-sortie du max-SNR est donnée par :

$$y = \sqrt{\mathbf{P}_0} \mathbf{W}_R^* \mathbf{H} \mathbf{W}_T \mathbf{s} + \mathbf{W}_R^* \mathbf{n} \quad (3.84)$$

Où $\mathbf{W}_T$ et $\mathbf{W}_R$ sont respectivement les vecteurs poids de l'émetteur et du récepteur, s est le symbole transmis avec $E = [|\mathbf{s}|^2] = 1$, $\mathbf{P}_0$ est la puissance moyenne émise et $\mathbf{n}$ est le vecteur bruit gaussien de covariance $\mathbf{R}_n = E = [|\mathbf{n}\mathbf{n}^*|^2] = \rho^2 \mathbf{I}_{N_r}$.

La figure 3.10, représente le schéma bloc du système MIMO max-SNR.

Les vecteurs $\mathbf{W}_T$ et $\mathbf{W}_R$ sont les vecteurs droite et gauche des valeurs singulières de la matrice $\mathbf{H}$. le canal peut alors être vu comme la valeur singulière maximale σ_{max} , le RSB en réception est ainsi maximisé. En model équivalent ce système utilise toujours une seule voie ($b = 1$) et s'écrit :

$$y = \sqrt{\mathbf{P}_0} \sigma_{max} s + n \quad (3.85)$$

Où $n = \mathbf{W}_R^* \mathbf{n}$ est le bruit gaussien, avec $E = [|\mathbf{n}|^2] = \rho^2$.

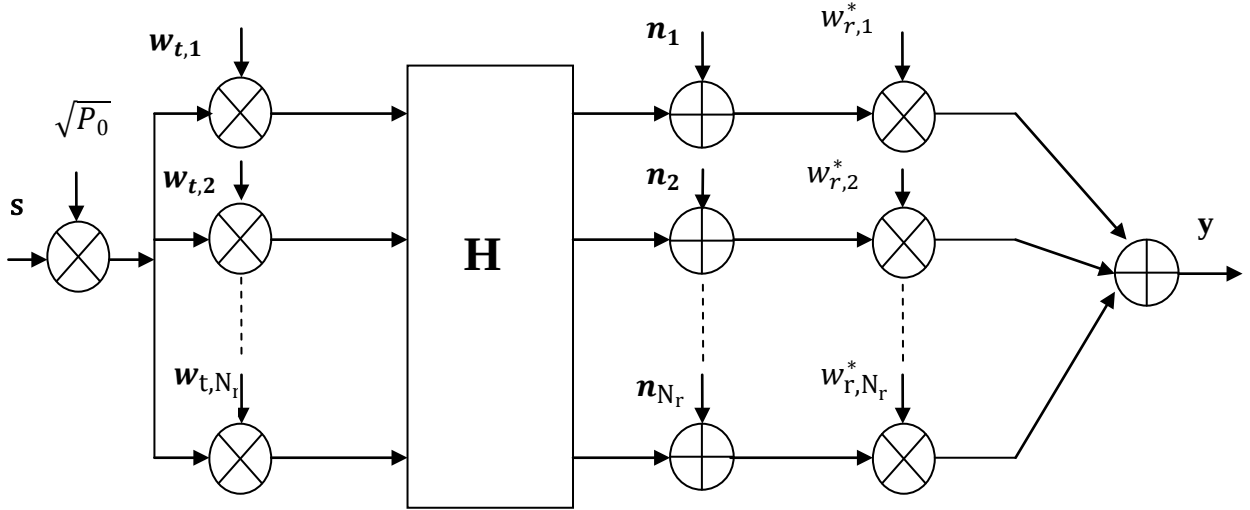


Fig. 3.10 : Schéma bloc du système MIMO max-SNR

3.7. Conclusion

Nous avons abordé dans ce chapitre le développement de la technologie MIMO, on a commencé par établir le modèle mathématique du canal H pour pouvoir ensuite calculer les capacités des différentes configurations MIMO (MISO, SIMO, MIMO). Nous avons procédé à la décomposition en valeurs singulières (se trouvant sur la diagonale de la matrice) du canal H et nous avons pu constater que plus le rang de H est grand, ce que signifie qu'on a plus de voies indépendantes entre l'émetteur et le récepteur, et plus la capacité du canal est meilleur. Nous avons aussi défini la capacité de coupure qui renseigne sur la fiabilité de l'information transmise sur le canal.

Comme nous avons aussi pu le constater, les récepteurs et les précodeurs jouent un rôle clé dans les performances du système MIMO, un compromis entre performances et complexité d'implantation s'impose.

Nous avons aussi vu dans la dernière partie comment apporter de la robustesse au signal émis via le précodage et nous avons présenté une méthode pour le calcul des paramètres optimaux de précodage.

Chapitre IV

Introduction de la technologie MIMO à la (4G) du mobile

4.1. INTRODUCTION

Les techniques multi-entrées, multi-sorties (MIMO), ont été intégrées comme une des approches clés pour fournir des pics de débit, capacité moyenne et performance système pour le LTE dans les standards 3GPP. Etant basée sur la fonction de la transmission de flux multiples de symboles en MIMO. Le mode d'opération, de plusieurs antennes de transmission au niveau de la cellule du site, (désigné comme étant le mode MIMO), consiste à inclure les techniques de multiplexage par division spatiale (SDM), précodage et la diversité en transmission (TD). En se basant sur les techniques d'allocations des flux multiples dans les systèmes MIMO, le mode MIMO est désigné comme un seul utilisateur (SU-MIMO) si la transmission multiple de flux de symboles est uniquement destinée à un seul utilisateur, et multiutilisateur (MU)-MIMO si la SDM des flux de symboles de modulation sont destinés pour différents utilisateurs (UE's) en utilisant la même ressource fréquence-temps, ce qui peut offrir plus de flexibilité à l'ordonnanceur.

L'ordonnanceur est l'entité qui effectue la fonction d'ordonnancement au niveau de l'eNodeB. Il attribue les blocs de ressources (RB's) aux utilisateurs chaque intervalle de temps de transmission (TTI) selon les conditions des différents canaux. La liaison descendante en LTE est un système de multiplexage par division orthogonale de fréquence (OFDM), alors les modes MIMO proposés dans le LTE sont des techniques OFDM MIMO.

4.2. MIMO dans Les standards 3GPP

Dans le LTE 3GPP, le mode MIMO est restreint par la capacité de l'UE (par exemple le nombre d'antenne en réception) et déterminé en prenant en compte les variations lentes du canal. Le mode MIMO est adopté d'une façon relativement lente (par exemple uniquement au début de la communication ou chaque 100 ms), en vue de réduire les données de contrôle de signalisation (incluant le feedback) requises pour supporter l'adaptation du mode MIMO. Pour le canal de contrôle, un seul flux utilisant les multiples antennes de transmission est supporté. La fonction de la MIMO dans les canaux physiques descendants en générale est illustrée sur la figure 4.1. La

procédure du traitement du signal en bande de base est définie dans les étapes suivantes [35], [36]:

- Les bits de données sont codés en chaque mot mots de code (codewords) en vue de la transmission sur le canal physique.
- Modulation des bits de données pour générer les symboles de modulation à valeurs complexes.
- Mapper les symboles de modulation à valeurs complexes à une ou plusieurs couches de transmission.
- Précodage des symboles de modulation à valeurs complexes sur chaque couche pour la transmission sur les ports d'antennes.
- Mapper les symboles de modulation complexes de chaque port d'antennes aux éléments de ressources.
- Génération des signaux OFDM à valeurs complexes dans le domaine temporel pour chaque port d'antennes.

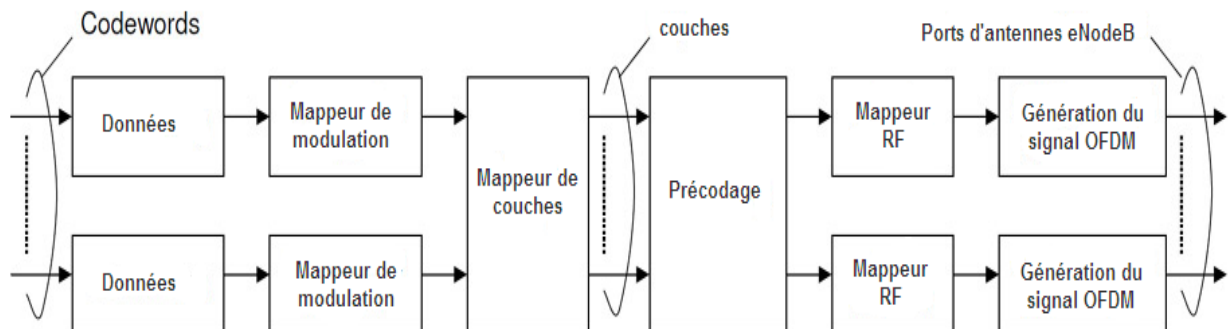


Fig. 4.1. : Aperçu des procédures du canal physique avec MIMO.

La configuration de base des antennes pour les systèmes MIMO est deux antennes de transmission au niveau de la cellule du site (eNodeB) et deux antennes de réception au niveau de l'UE. La MIMO en liaison descendante de degré plus élevé et diversité d'antennes (quatre antennes de transmission Tx et deux ou quatre antennes de réception Rx) sont aussi supportés. La configuration de base des antennes en liaison montante (UL) pour la MIMO à utilisateur unique (SU) est deux antennes de transmission au niveau de l'UE et deux antennes de réception au niveau de la cellule du site.

4.3. Les techniques de transmission

4.3.1 Boucle fermée – Boucle ouverte

Dans le cas de la transmission à boucle fermée, le terminal utilisateur (UE) mesure le canal descendant à l'aide du signal de référence envoyé par la station de base (SB), chaque UE renvoie à la SB sa propre information sur l'état du canal (CSI), la BS collecte toutes les informations disponibles sur les canaux descendants qui seront utilisés. Se basant sur cette information, la SB peut choisir les paramètres appropriés pour la transmission dans le sens descendant (DL) [37].

Le principal avantage de la boucle fermée c'est que la pré-égalisation est possible au niveau de l'émetteur.

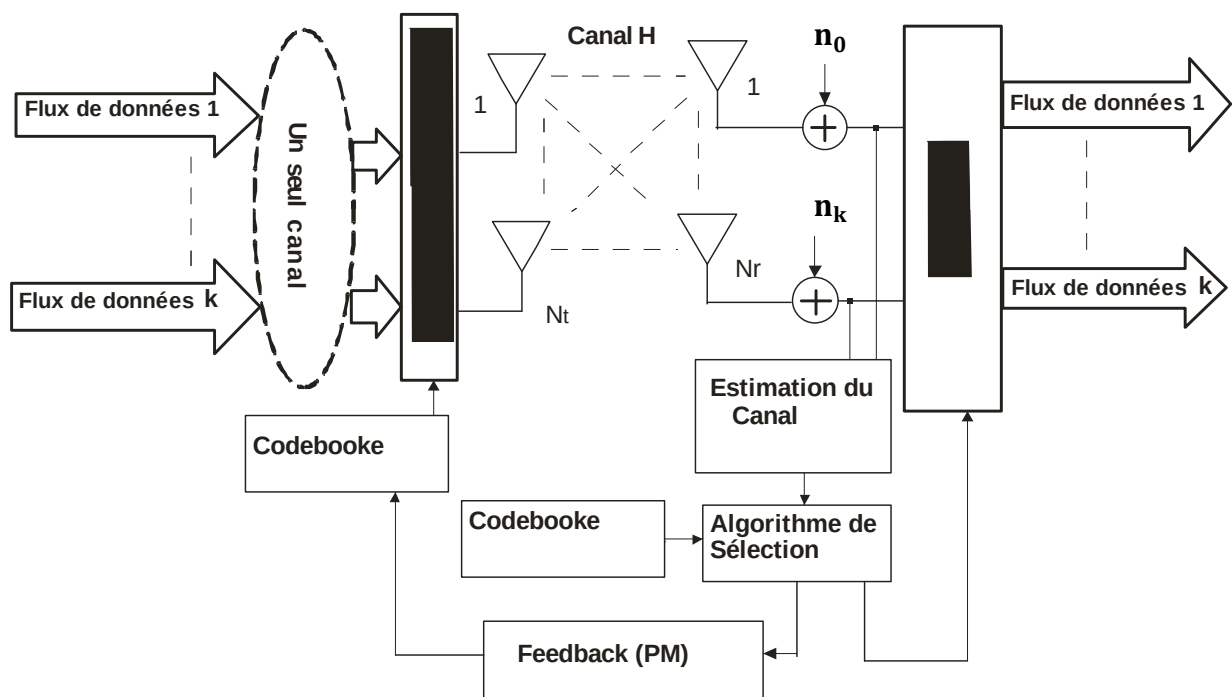


Fig. 4.2. : Transmission en boucle fermée

4.3.2. Nombre d'utilisateurs programmés simultanément

Une autre distinction entre les différents modes de transmission peut être basée sur le nombre d'utilisateurs qui peuvent partager des ressources en même temps et en même fréquence. Le mode MIMO à utilisateur unique (SU-MIMO) désigne le cas où chaque block de ressource physique (PRB), à chaque instant, est dédié à un seul utilisateur. Cela signifie que une (seule voie de données) ou plusieurs (Multiplexage spatial) voies de données peuvent être transmises au même utilisateur. Dans le cas contraire, le mode MIMO à utilisateurs multiples (MU-MIMO) permet à plusieurs utilisateurs d'être programmés à chaque instant et en même ressource de

fréquence. Une ou plusieurs voies de données peuvent être transmises à chaque' un des utilisateurs programmés. Dans les deux cas le nombre d'antennes de transmission impose une limite supérieure quant au maximum de voie de données qui peuvent être transmises à un ou plusieurs utilisateurs. Pour le mode de transmission SU, le signal transmis χ composés de voies de données destinées au même utilisateur, alors que pour le mode de transmission MU ces dernières sont destinées à plusieurs utilisateurs.

4.3.3. Adaptation du lien (LA) à base de l'AMC

La technique du codage et modulation adaptée (AMC) est utilisée pour adapter un large intervalle dynamique de variations de la qualité du canal éprouvé par l'UE (comprenant aussi bien des variations rapides que celles dépendantes de la distance, etc.). Pour permettre d'atteindre des pics de données très élevés, le concept LTE a adopté la modulation 64QAM en plus de celles existantes précédemment à savoir le QPSK et le 16QAM. La combinaison ordre de modulation et ratio de codage est appelée modulation et techniques de codage (MCS).

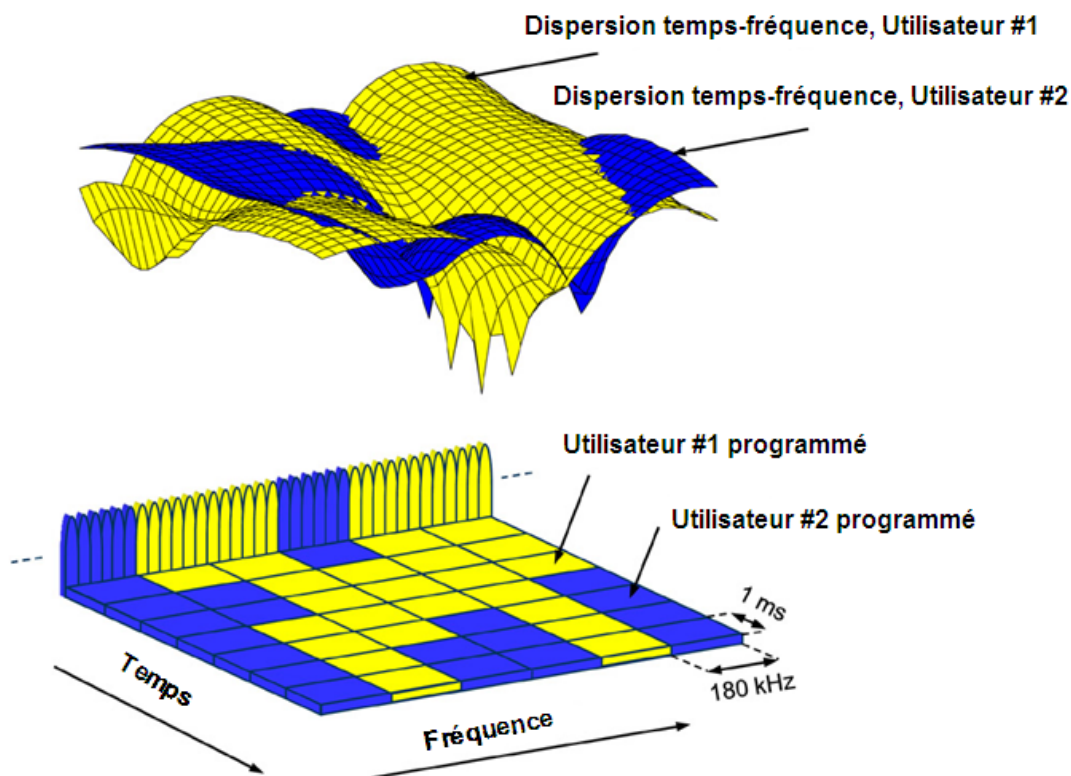


Fig.4.3. : Ordonnancement des utilisateurs selon la qualité du canal (FDPS).

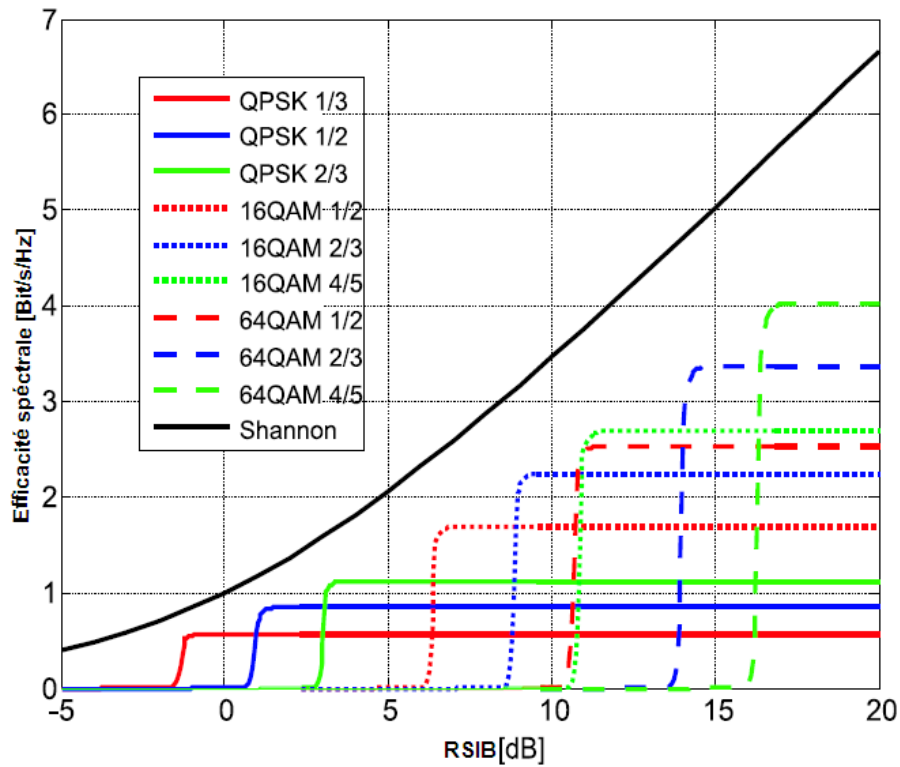


Fig.4.4. : Performance d'un système MIMO pour différents ordres de modulations.

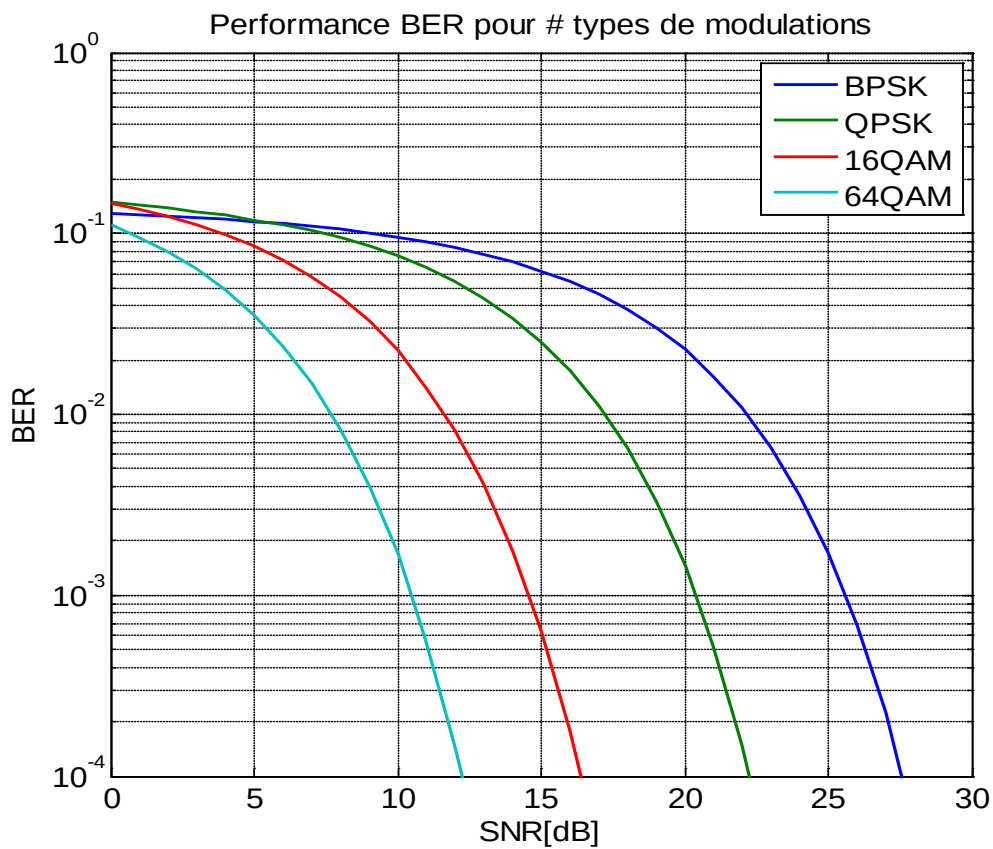


Fig.4.5. : Performance en TEB pour différents ordres de modulation.

4.4. Mappage codeword-couche

4.4.1 Définitions [38]

a. Mot de code

- Un mot de code représente les données utilisateur avant la mise en forme en vue de la transmission un ou deux mots de code, CW0 et CW1, peuvent être utilisés selon les conditions du canal.
- Un mot de code est un bloc de données, codé indépendamment et correspondant à un seul bloc de transport (TB) fourni par la couche MAC, au niveau de l'émetteur, pour la couche physique et auquel un CRC de protection est ajouté.
- Le multiplexage spatial SU-MIMO peut utiliser soit un seul mot de code mappé à toutes les couches disponibles, ou deux mots de code, chacun est mappé à une ou plusieurs couches différentes.
- Dans le LTE, deux CW's sont définis pour réduire la surcharge de la signalisation (Information CQI ; feedback HARQ ACK/NACK).

b. Couche

- Le terme couche est synonyme de flux. Pour le multiplexage spatial, au moins deux couches doivent être utilisées, jusqu'à quatre sont permis en LTE (huit couches en LTE-A). le nombre de couches est toujours inférieur ou égal au nombre d'antennes de transmission.
- Mot de code n'est pas synonyme de flux.

c. Rang

- Le rang de la transmission est le nombre de couches transmises.
- Pour des rangs supérieurs à 1, deux mots de code peuvent être transmis. Notons que le nombre de mots de code est toujours inférieur ou égale au nombre de couches, qui à son tour est toujours inférieur ou égal au nombre de ports d'antennes.
- Le principal avantage de l'utilisation d'un seul mot de code est la réduction du volume de signalisation de contrôle, aussi bien pour l'information CQI que le feedback HARQ ACK/NACK.

Dans le LTE, les deux scénarios avec un seul mot de code (SCW) ou multi codeword sont considérés. Dans le cas d'une transmission MIMO à un seul mot de code, un CRC est ajouté à un

seul bloc d'information, ensuite le codage et la modulation sont effectués. Les symboles codés et modulés sont alors démultiplexés en vue de la transmission via les multiples antennes. Dans le cas de la transmission MIMO à codeword multiple, le bloc d'information est divisé en blocs plus petits, auxquels les CRC's individuels sont attachés ensuite codage et modulation séparés sont effectués sur ces blocs.

Rang	Mot de code1	Mot de code2
1	Couche1	-
2	Couche1	Couche2
3	Couche1	Couche2
4	Couche1 et 2	Couche3 et 4

Tab. 4.1. : Mappage Codeword-couche en LTE

Les symboles de la modulation à valeurs complexes pour chaque code word à transmettre sont mappés à une ou plusieurs couches. Alors, les symboles $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{sym}}^{\text{layer}} - 1)$ du mot de code q sont mappés aux couches $X(i) = [X^{(0)}(i), \dots, X^{(v-1)}(i)]^T$. $i = 0, 1, \dots, M_{\text{sym}}^{\text{layer}} - 1$ où v est le nombre de couches et $M_{\text{sym}}^{\text{layer}}$ est le nombre de symboles de modulation par couche.

Pour le multiplexage spatial le mappage de couches est effectué selon le tableau 4.2. Le nombre de couche v est inférieur ou égal au nombre de ports d'antennes P utilisées en transmission sur le canal physique.

Nombre de couches	Nombre de mots de code	Mappage code word-couche $i = 0, 1, \dots, M_{symb}^{layer} - 1$	
1	1	$X^0(i) = d^{(0)}(i)$	$M_{symb}^{layer} = M_{symb}^{(0)}$
2	2	$X^0(i) = d^{(0)}(i)$ $X^{(1)}(i) = d^{(1)}(i)$ $X^0(i) = d^{(0)}(i)$	$M_{symb}^{layer} = M_{symb}^{(0)} = M_{symb}^{(1)}$
3	2	$X^{(1)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $X^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i + 1)$ $X^0(i) = d^{(0)}(2i)$	$M_{symb}^{layer} = M_{symb}^{(0)} = M_{symb}^{(1)}/2$
4	2	$X^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i + 1)$ $X^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $X^{(3)}(i) = d^{(1)}(2i + 1)$	$M_{symb}^{layer} = M_{symb}^{(0)}/2 = M_{symb}^{(0)}/2$

Tab.4.2. : Mappage de couches pour le multiplexage spatial.

Pour la transmission en diversité, le mappage de couches est effectué selon le tableau 4.3. Ilya uniquement un seul mot de code, et le nombre de couche v est égal au nombre de ports d'antennes P utilisées en transmission sur le canal physique.

Nombre de couches	Nombre de mots de code	Map page code word-couche $i = 0, 1, \dots, M_{symb}^{layer} - 1$	
2	1	$X^0(i) = d^{(0)}(i)$ $X^{(1)}(i) = d^{(1)}(i)$ $X^0(i) = d^{(0)}(i)$	$M_{symb}^{layer} = M_{symb}^{(0)} = M_{symb}^{(1)}$
4	1	$X^{(1)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $X^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i + 1)$ $X^0(i) = d^{(0)}(2i)$	$M_{symb}^{layer} = M_{symb}^{(0)} = M_{symb}^{(1)}/2$

Tab. 4.3. : Mappage de couches pour la diversité en transmission.

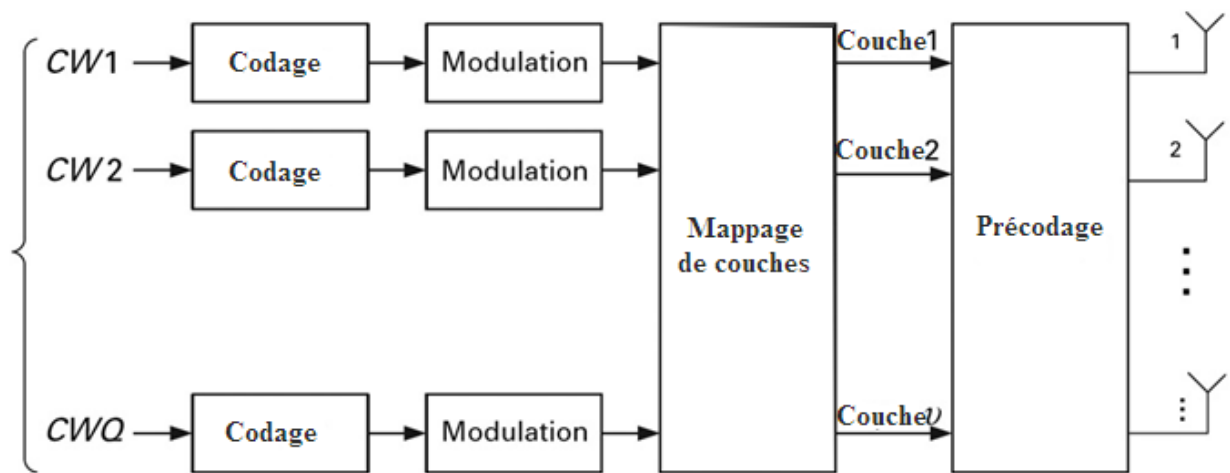


Fig. 4.6. : Illustration du mappage de couches.

4.5. Le rapportage (Reporting)

Dans le LTE, l'UE effectue des mesures et les envoie par la suite au réseau par le biais de l'information sur l'état du canal (CSI) de l'UE. Quelques types clés de feedback sont l'information sur l'état du canal (CSI), l'indicateur du rang (RI) et l'indicateur de la matrice de précodage (PMI). Le feedback CSI a pour vocation de fournir l'information sur l'état du canal descendant au profit de l'eNodeB, ce qui lui permet de prendre la décision d'ordonnancement des blocs de transports de données ...

L'UE mesure le CSI pendant l'appel, et l'envoi à l'eNodeB via le canal PUCCH ou PUSCH selon la situation. Le CSI envoyé à l'eNodeB est considéré comme une information générale pour la prise de décision. L'eNodeB n'est pas obligé de la respecter.

Dans le sens ascendant (UL), il ya une procédure appelée sondage du canal (channel sounding) qui délivre l'information, sur l'état du canal ascendant, qui est portée par des symboles de références du sondage (SRS).

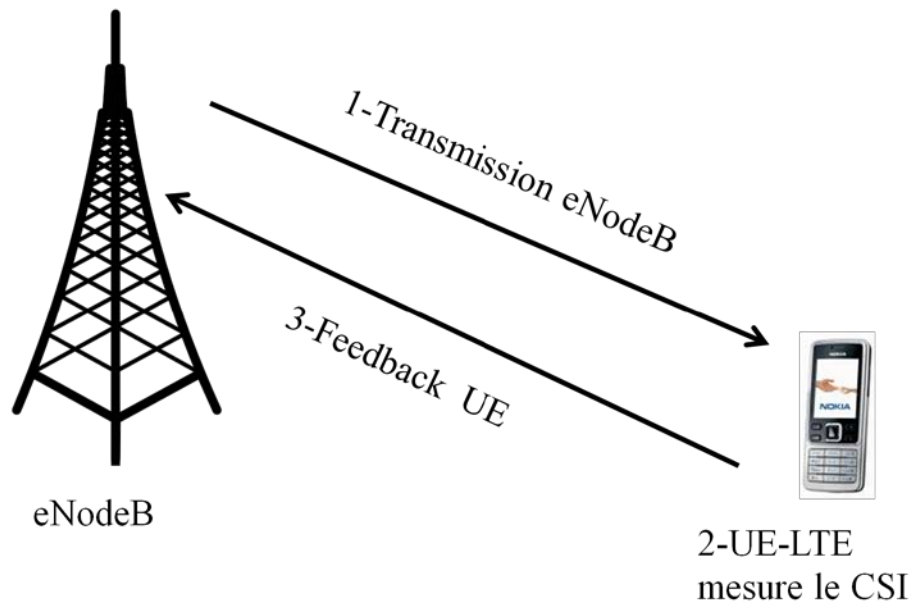


Fig. 4.7. : Principe de mesures de L'UE

4.5.1. Indicateur de qualité du canal (CQI)

L'information de feedback la plus intuitive est le CQI qui contient seize niveaux (0-15). Le CQI, qui est un index, indique la technique de modulation et du codage (MCS) utilisée au moment de la réception des données envoyées par l'eNodeB. Par le biais de cet index, l'UE-LTE rapporte à l'eNodeB l'index le plus élevé correspondant au MCS pour lequel le BLER du block de transport ne devrait pas excéder le taux de 10%.

4.5.2. Indicateur de Rang (RI)

L'indicateur du rang (RI) est utilisé comme une méthode de reportage lorsque le LTE-MIMO est utilisé en modes MIMO avec multiplexage spatiale. Il n'est pas utilisé dans le cas d'une seule antenne en service, ou dans le cas de la transmission en diversité. Le RI, en réalité, est une recommandation du LTE-UE pour le nombre de couches qui doivent être utilisées dans le cas du multiplexage spatiale. Le RI peut avoir une valeur de 1 ou 2 dans le cas d'une configuration d'antennes 2 fois 2, et des valeurs de 1, 2, 3 ou 4 dans le cas d'une configuration d'antennes de 4×4.

4.5.3. Index de la matrice de Précodage (PMI)

L'indicateur de la matrice de précodage (PMI), donne l'information sur la matrice de précodage souhaitable

4.6. Modes de transmission des systèmes MIMO dans le sens descendant(DL)

A causes des variations, parfois drastiques, des conditions du réseau en générale et du canal en particulier qui affectent les capacités de l'utilisateur, les systèmes MIMO doivent être hautement flexibles dans le but de maximiser les gains de débits. Etant donné que chaque station de base (eNodeB) peut être configurée différemment au regard à l'adaptation de la transmission en temps réel, différentes techniques et modes de transmission dans le sens descendant (DL) ont été établies (standardisées), ainsi que leurs combinaisons.

Une classification des modes de transmission peut être basée sur le fait que l'émetteur aie une connaissance du canal descendant ou non, une autre classification concerne le nombre de voies de données qui peuvent être multiplexées et encodées ensemble.

Les différents modes de transmission dans le sens descendant sont donnés dans le tableau 4.4.

4.6.1. Nombre de flux de données

L'existence d'antennes multiples permet le multiplexage de voies de données et de les envoyer simultanément (Multiplexage spatial). Plusieurs méthodes peuvent être appliquées pour évaluer laquelle des transmissions, à un seul flux de données ou le multiplexage de deux flux de données (transmission à double flux), est préférable. Une telle méthode peut dépendre du débit possible, des seuils des rapports d'interférences (SINR) ou les modes de modulations possibles. La couche lien et particulièrement l'ordonnanceur (scheduler) sont responsables pour la déterminer le nombre de voies de données à transmettre.

4.6.2. A base de RSB

Cette méthode se base sur une observation étendue de la moyenne du rapport signal sur bruit (SNR) et deux seuils pour déterminer le nombre de voies de données qui seront utilisées en transmission. La moyenne du SNR est calculée à l'aide d'un filtre RII. Si cette valeur est supérieure à un seuil fixe (ex 14dB) alors les deux voies de données seront multiplexées, alors que si la moyenne du SNR est inférieure à un autre seuil (ex. 8dB) une seule voie de données sera transmise. Le calcul de la moyenne du rapport SNR aura pour effet de rendre le basculement plutôt lent.

4.6.3. A base de débit utilisateur unique

Cette méthode s'emploie par intervalle temporel de transmission (TTI) et vérifie sur l'emploi de l'un ou l'autre des deux modes à une seule ou à deux voies permet d'avoir un débit supérieur. La décision est prise une fois la planification des ressources est faite et prend en considération le taux d'erreur prévu et le nombre de ressources attribuées. Le mode avec le débit le plus élevé est choisi.

4.6.4. A base de débit multiutilisateur

Dans ce cas l'ordonnanceur doit décider si l'UE sera programmé en mode multiutilisateurs à un seul flux ou en mode multiutilisateurs à doubles flux. Pour le premier mode, toutes les dimensions spatiales seront allouées à un seul utilisateur et aucun multiplexage spatial n'est réalisé. Dans le mode à double flux, deux utilisateurs séparés utilisent les deux flux disponibles. Les flux sont multiplexés et codés ensembles avant la transmission. Le critère de décision pour le choix de l'un des deux modes est de comparer les débits réalisables dans les deux cas. Une telle décision devrait être prise avant la programmation d'un utilisateur et avant de lui associé un autre utilisateur. En plus, il est plus probable qu'un UE sera programmé dans le bloc de ressource physique (PRB) où il a le meilleur RSIB (SINR).

Les différents modes de transmission MIMO dans la liaison descendante du système LTE sont énumérés dans le tableau 4.4 [39].

Mode de Transmission	Nature de Transmission dans le sens descendant(DL)
Mode 1	Un seul port D'antenne (SISO ou SIMO)
Mode 2	Diversité en transmission
Mode 3	Multiplexage spatial à boucle ouverte
Mode 4	Multiplexage spatial à boucle fermée
Mode 5	MIMO Multiutilisateur
Mode 6	Multiplexage spatial de rang 1 à boucle fermée
Mode 7	Formation de faisceau(Beamforming) à un seul port D'antenne
Mode 8	Formation de faisceau double couche

Tab. 4.4. : Modes de transmission en DL pour le LTE version 8.

1. Un seul port d'antenne, port 0 : ce mode n'est pas un mode de communication MIMO et seulement une seule antenne de transmission est utilisée pour la transmission dans le sens descendant en mode boucle ouverte.
2. Diversité en transmission : codage en bloc espace-fréquence (SFBC) est utilisé et seulement un flux (flux unique) est transmis en mode boucle ouverte.
3. Multiplexage spatial à boucle ouverte : deux flux (double flux) du même utilisateur avec des codewords différents sont codés et multiplexés en mode boucle ouverte.
4. Multiplexage spatial à boucle fermée : deux flux (double flux) du même utilisateur avec des codewords différents sont codés et multiplexés en mode boucle fermée.
5. MIMO multiutilisateur : deux flux destinés à deux utilisateurs avec des codewords différents sont codés et multiplexés, c.à.d les deux dimensions spatiales (SD) d'un bloc de ressource physique (PRB) sont attribués à des utilisateurs différents en mode boucle fermée.
6. Précodage de rang=1 à boucle fermée : un seul flux (flux unique) d'un seul utilisateur est transmis en mode boucle fermée.
7. Un seul port d'antenne, port 5 : mode n'est pas un mode de communication MIMO et seulement une seule antenne de transmission est utilisée pour la transmission dans le sens descendant en mode boucle ouverte.

4.7. Diversité en Transmission

▪ Codage en bloc espace-fréquence (SFBC) d'Alamouti

Le codage en bloc espace-temps d'Alamouti est une technique de modulation classique conçue pour deux antennes en transmission d'un système sans fil. Elle a une solution mathématique appréciable pour fournir une diversité totale en espace sur le canal cohérent, à dispersion uniforme, sans aucun feedback du récepteur vers l'émetteur [24].

Le système LTE a adopté le codage en bloc espace-fréquence (SFBC), une variante du STBC d'Alamouti pour la transmission en diversité, qui est appliquée sur les sous porteuses adjacentes à la place des symboles adjacents dans le temps [24]. Il est défini pour deux et quatre antennes en transmission. Le canal étant considéré comme constant pour les sous porteuse adjacentes.

Dans le cas de deux ports d'antennes, deux symboles consécutifs S_1 et S_2 sont directement mappés à des éléments de ressources à fréquence adjacentes sur le premier port d'antennes. Sur le second port d'antennes, les deux symboles transformés et inter-changés en fréquence $-S_2^*$ et S_1^* sont à leurs tours mappés aux éléments de ressources correspondants. La matrice du codage est alors donnée par [40], [41] :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

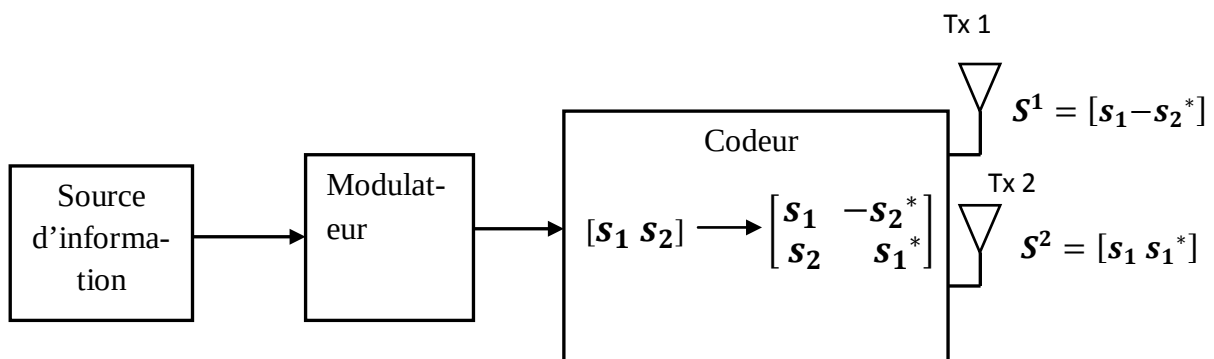


Fig.4.8. : Schéma bloc du codeur espace-temps D'Alamouti.

Les sorties du codeur sont transmises, pendant deux périodes consécutives de transmission a partir de deux antennes de transmission. Pendant la première période deux signaux s_1 et s_2 sont transmises simultanément a partir de la première et deuxième antenne respectivement. Durant la seconde période de transmission, le signal $-s_2^*$ est transmis a partir de la première antenne et le signal s_1^* est transmis a partir de la deuxième antenne.

Il est clair que le codage est fait dans les domaines spatial et temporel. Dénnotons la séquence de transmission a partir des antennes une et deux par S^1 et S^2 , respectivement :

$$S^1 = [s_1, -s_2^*] \quad (4.2)$$

$$S^2 = [s_1, s_2^*] \quad (4.3)$$

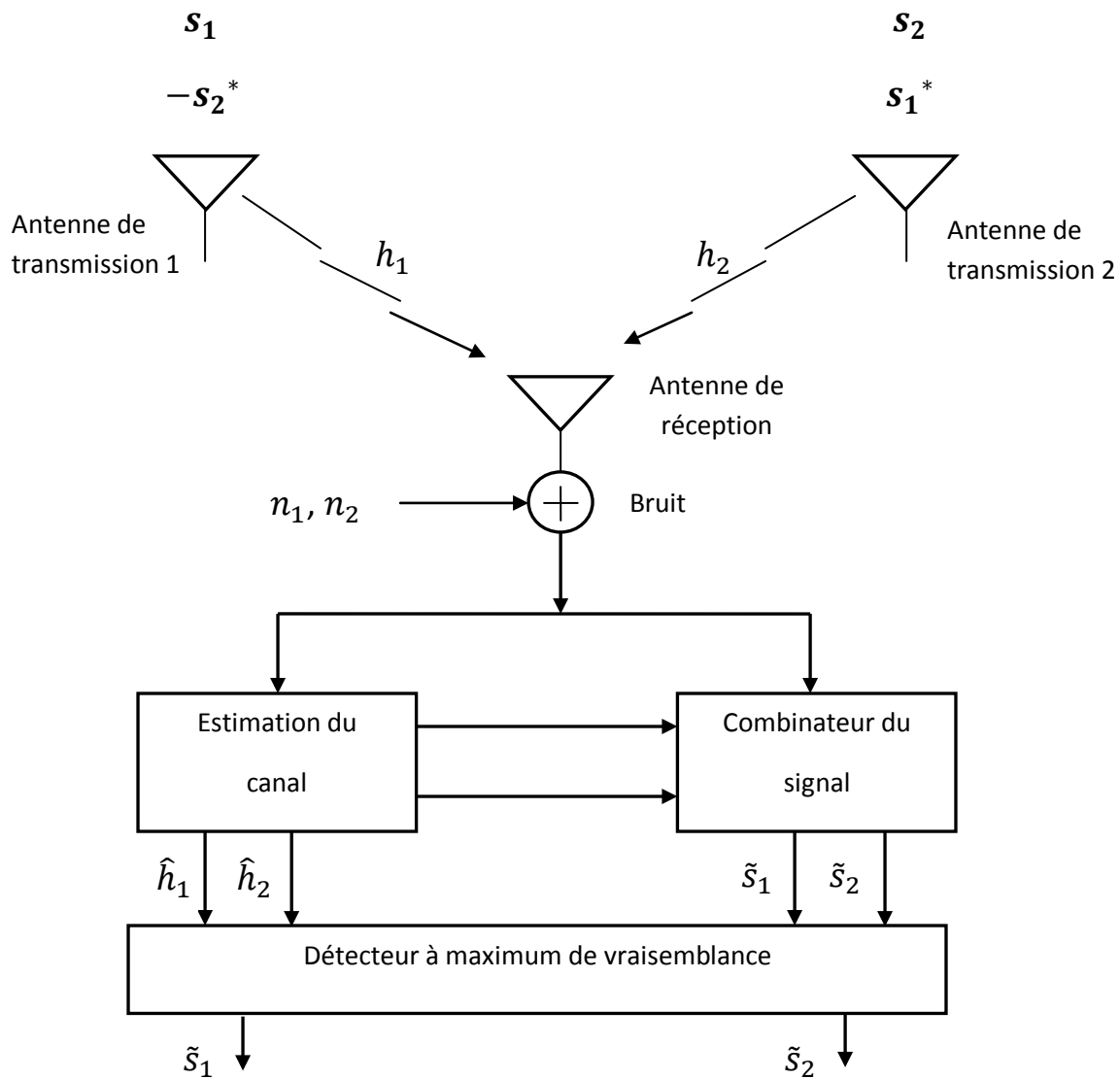


Fig.4.9. : Illustration du codage SFBC d'Alamouti.

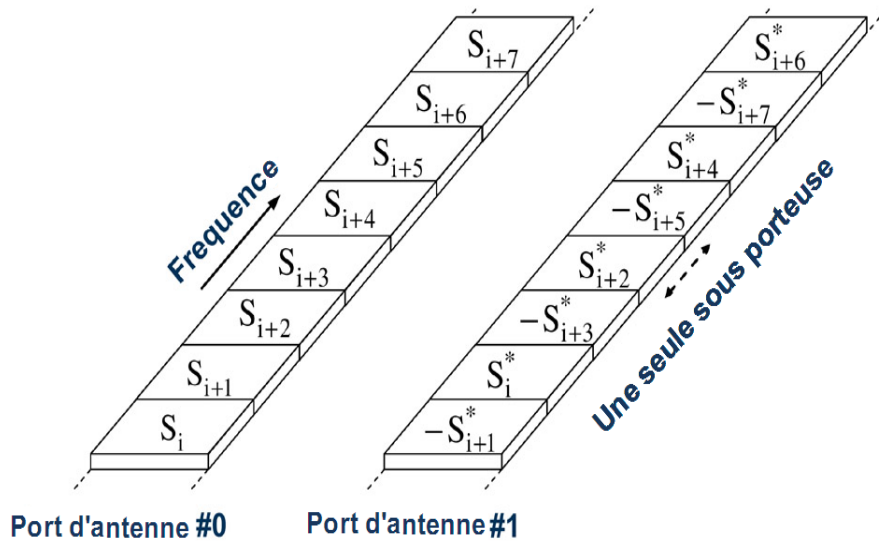


Fig.4.10. : Diversité en transmission pour $T_x=2$.

Dans le cas de quatre antennes en transmission, la matrice de transmission est donnée ci-dessous :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & 0 & 0 \\ s_2 & s_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_3 & -s_4^* \\ 0 & 0 & s_4 & s_3^* \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

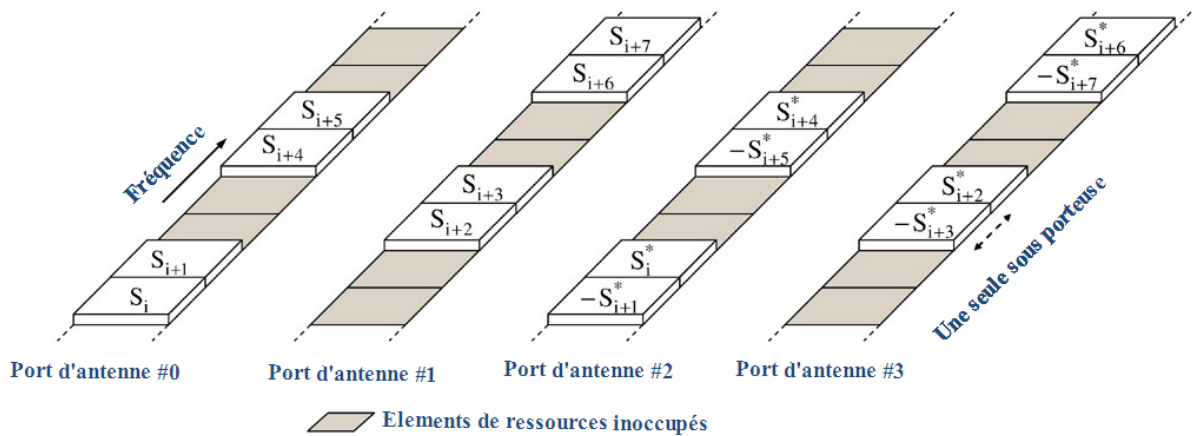


Fig.4.11. : Diversité en transmission pour $T_x=4$.

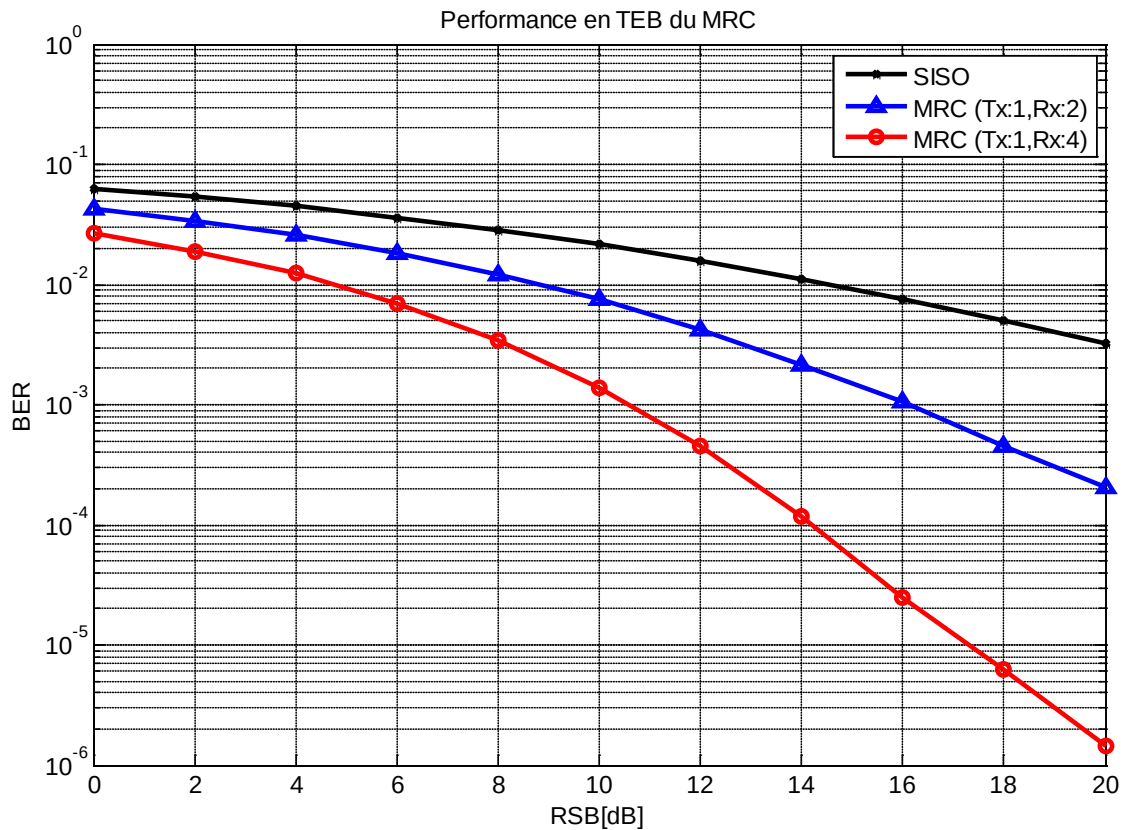


Fig.4.12. : Performance du récepteur MRC associé au codage d'Alamouti.

4.8. Précodage pour MIMO LTE

Il est bien connu que la performance d'un système MIMO peut être considérablement améliorée avec la connaissance du canal au niveau de l'émetteur [42]. La disponibilité de cette information au niveau de l'émetteur n'aide pas à améliorer le degré de liberté mais le gain de puissance ou formation de faisceau est possible. Dans le système TDD, la connaissance du canal peut être obtenue par l'eNodeB par la transmission en Liaison montante grâce à la réciprocité du canal. Dans le système FDD l'information sur l'état du canal doit être communiquée à l'eNodeB par l'UE. Pour réduire l'écas (overhead) de l'information sur l'état du canal, le système LTE a adopté une approche qui consiste à l'utilisation d'un codebook.

Dans un système MIMO, avec précodage, à boucle fermée, pour chaque configuration d'antennes de transmission, on peut construire un ensemble de matrices de précodage qui soit connu à la fois par l'UE et par l'eNodeB. Cet ensemble de matrices est désigné par Codebook MIMO et est

définir N désigne la taille du codebook et est le nombre de bits (feedback) nécessaires pour indexer le codebook. Une fois le codebook spécifié pour le système MIMO, le récepteur observe une réalisation du canal, choisit la matrice de précodage convenable à utiliser à présent, et renvoie le PMI à l'émetteur.

En se basant sur les mesures des signaux de références spécifiques à la cellule, le terminal sélectionne un rang de transmission et une matrice de précodage. L'information récoltée est ensuite communiquée au réseau sous forme d'indicateur de rang (RI) et d'index de la matrice de précodage (PMI). Le RI et le PMI sont une recommandation du terminal que le réseau n'est pas obligé de respecter. Pour limiter la signalisation sur les deux voies descendante et montante, on fait appel à un ensemble limité de matrices de précodage, appelé aussi codebook, défini pour un nombre de ports d'antennes donné. Le terminal et le réseau d'accès doivent choisir une matrice de précodage appartenant au codebook.

Le précodeur prend, à partir du mappage de couches, comme entrée un bloc de vecteurs

$X(i) = [X^{(0)}(i), \dots, X^{(v-1)}(i)]^T, i = 0, 1, \dots, M_{symb}^{layer} - 1$ et génère un bloc de vecteurs $Y(i) = [Y^{(p)}(i), \dots]^T, i = 0, 1, \dots, M_{symb}^{ap} - 1$ qui sera mappé à des ressources sur chaque port d'antennes, où $Y^{(p)}(i)$ représente le signal émanant du port d'antenne.

4.8.1. Précodage pour la transmission sur un seul port d'antenne

Dans ce cas le précodeur est défini par :

$$Y^{(p)}(i) = X^{(0)}(i)$$

Où p est le port d'antenne utilisées en transmission sur le canal physique et

$$i = 0, 1, \dots, M_{symb}^{ap} - 1, M_{symb}^{ap} = M_{symb}^{layer}$$

4.8.2. Précodage pour le multiplexage spatial

Le précodage pour le multiplexage spatial est uniquement utilisé en combinaison avec le mappage de couches. Le multiplexage spatial supporte deux ou quatre ports d'antennes, et l'ensemble des ports d'antennes utilisés est $p \in \{0,1\}$ ou $p \in \{0,1,2,3\}$ respectivement.

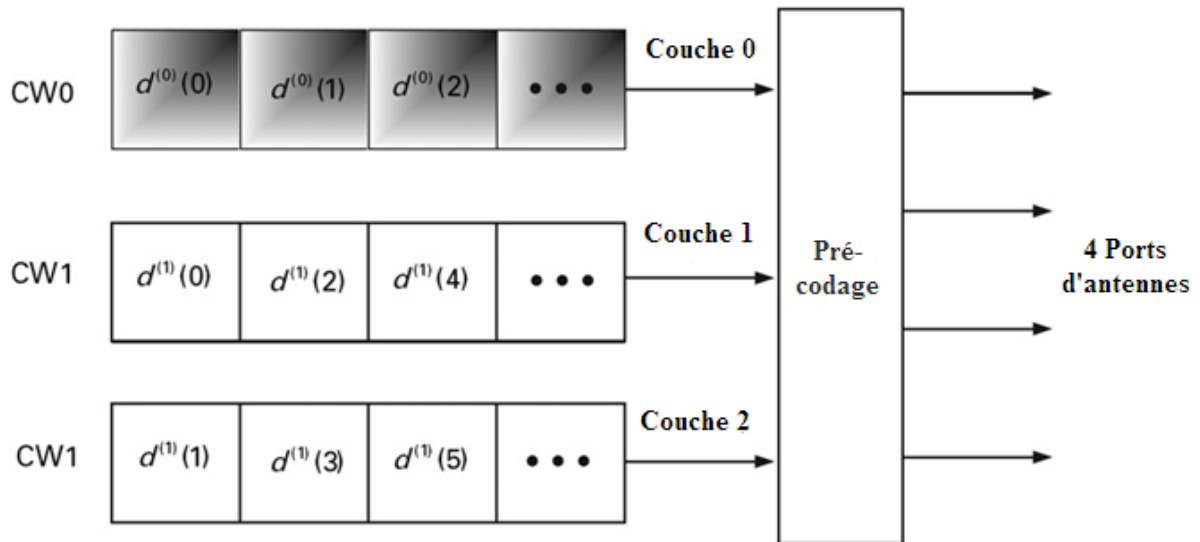


Fig. 4.13. : Multiplexage avec 3 couches sur 4 ports d'antennes.

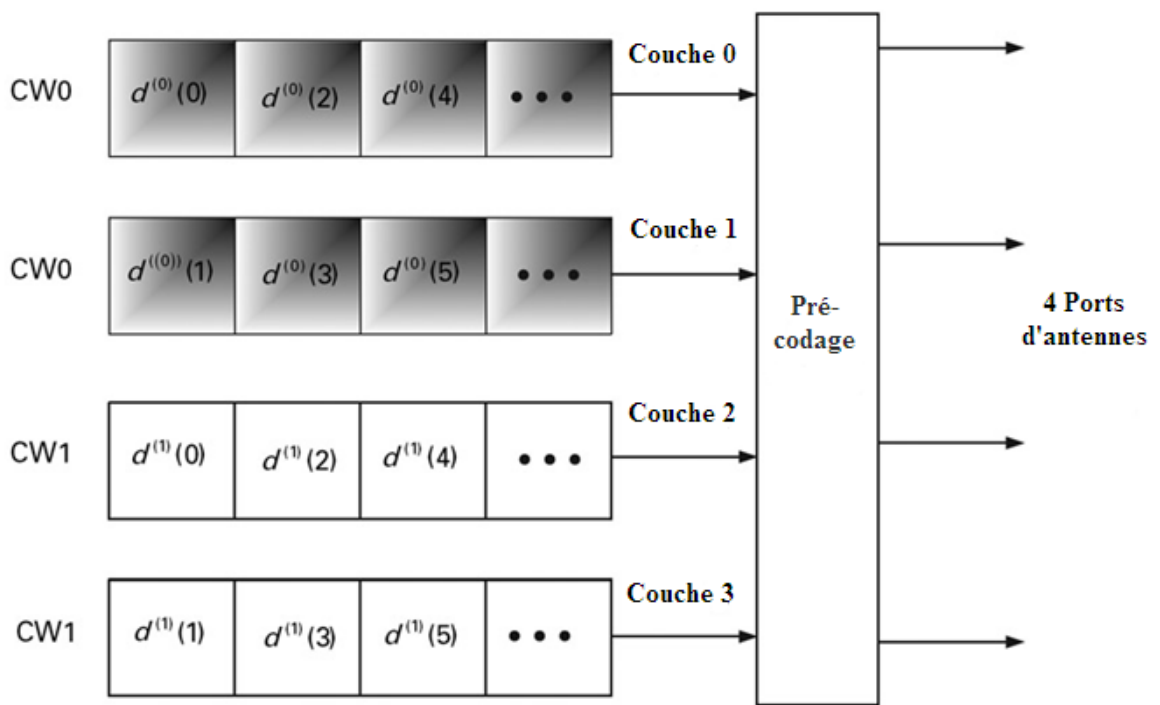


Fig. 4.14. : Multiplexage avec 4 couches sur 4 ports d'antennes.

4.8.3. Multiplexage spatiale avec boucle ouverte à base de précodeur

Le précodeur à BO ne nécessite aucun feedback de la part de l'UE et n'exige du réseau aucun signalement du précodeur utilisé à présent pour la transmission en liaison descendante. En revanche, la matrice de précodage est choisie d'une façon prédéfinie et déterministe, par le terminal, à l'avance. Un usage du précodage en BO est lorsque l'UE se trouve dans une situation de mobilité élevée, ce qui rend le feedback moins fiable du fait de la latence du reporting (en PMI). Le multiplexage spatial avec boucle ouverte à base de précodeur qui utilise jusqu'à quatre couches est implémenté en utilisant une matrice de précodage linéaire, qui est appliquée au niveau de l'émetteur moyennant l'opération dite CDD à large délai avec une matrice de précodage fixe pour le cas de deux ports d'antennes, alors que pour le cas de quatre ports le précodeur cyclique est utilisé. Le précodeur fixe utilisé pour le cas de deux ports d'antennes est la matrice identité. Pour le cas où deux codewords C_1 et C_2 sont multiplexés dans l'espace en utilisant deux antennes en transmission, l'opération CDD à large délai est donnée par :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \times \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (C_1 + C_2) \\ (C_1 + C_2 e^{-j\pi}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Où S_1 et S_2 sont les symboles transmis à partir de la première et de la deuxième antenne sur la première sous porteuse

▪ Précodage pour CDD à délai nul ou petit

Pour un délai nul ou petit du CDD, le précodage pour le multiplexage spatial est défini par :

$$\begin{bmatrix} Y^{(p)}(i) \\ \vdots \\ Y^{(p-1)}(i) \end{bmatrix} = \mathbf{D}(k_i) \mathbf{W}(i) \begin{bmatrix} X^{(0)}(i) \\ \vdots \\ X^{(v-1)}(i) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Où :

La matrice de précodage $\mathbf{W}(i)$ est de dimensions $P \times v$.

La quantité $\mathbf{D}(k_i)$ est une matrice diagonale pour supporter le CDD.

k_i Représente l'index de l'élément de ressource dans le domaine fréquentiel avec qui le symbole à valeur complexe $Y(i)$ est mappé, et $= 0, 1, \dots, M_{symb}^{ap} - 1, M_{symb}^{ap} = M_{symb}^{layer}$.

Dans le cas de deux ports d'antennes, la matrice diagonale, du CDD, $D(i)$ est donnée par :

$$D(i) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & e^{-j\frac{4\pi.i}{\eta}} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Dans le cas de quatre ports d'antennes, la matrice diagonale, du CDD, $D(i)$ est donnée par :

$$D(i) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi.i}{\eta}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\frac{4\pi.i}{\eta}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{6\pi.i}{\eta}} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Où η est le plus petit nombre de l'ensemble $\{128, 256, 512, 1024, 2048\}$ de façon est ce que $\eta \geq (N_{RB}^{DL} \times N_{SC}^{RB})$. N_{RB}^{DL} est le nombre de blocs de ressources en liaison descendante de la bande du system, et N_{SC}^{RB} est le nombre de sous porteuse que contient un bloc de ressource

Le LTE supporte un précodage à base de codebook pour 2 et 4 ports d'antennes. Les codebooks sont définis pour :

- 2 ports d'antennes et 1 et 2 couches, qui correspondent aux matrices de précodage de dimensions 2x1 et 2x2 respectivement.
- 4 ports d'antennes et 1 et 2 et 3 et 4 couches, qui correspondent aux matrices de précodage de dimensions 4x1, 4x2, 4x3, et 4x4 respectivement.

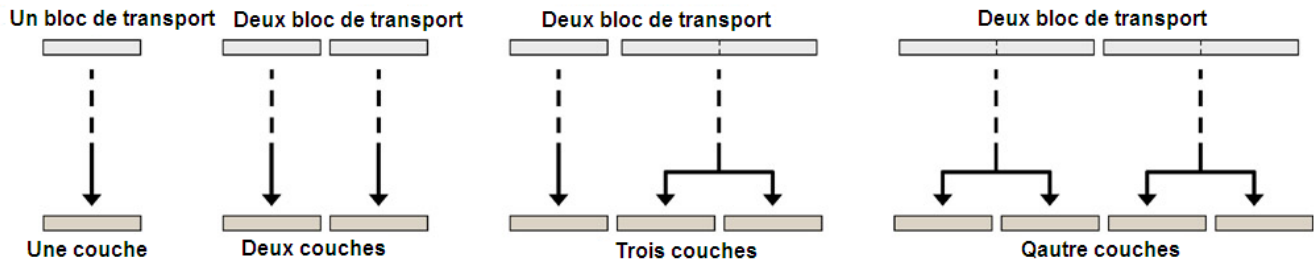


Fig. 4.15. : Mappage entre les blocs de transports (TB) et les couches de transmission.

4.8.4. Précodage à base de codebook [43]

4.8.4.1. Procédure

En mode de précodage à base de codebook (figure 4.13), l'UE obtient le CSI à partir du signal de référence commun (CRS) envoyé par l'eNodeB et renvoi un PMI. L'eNodeB procède par la suite au précodage, dans le domaine spatial, du signal à transmettre en tenant compte du PMI de façon à s'adapter au canal éprouvé par l'UE. Le PMI peut être changé par l'eNodeB selon l'état actuel, et sera dans ce cas notifié à l'UE. Après l'opération de précodage l'UE reçoit l'information de la part de l'eNodeB à propos de la matrice de précodage utilisée, celle-ci sera utilisée par l'UE pour le décodage des données.

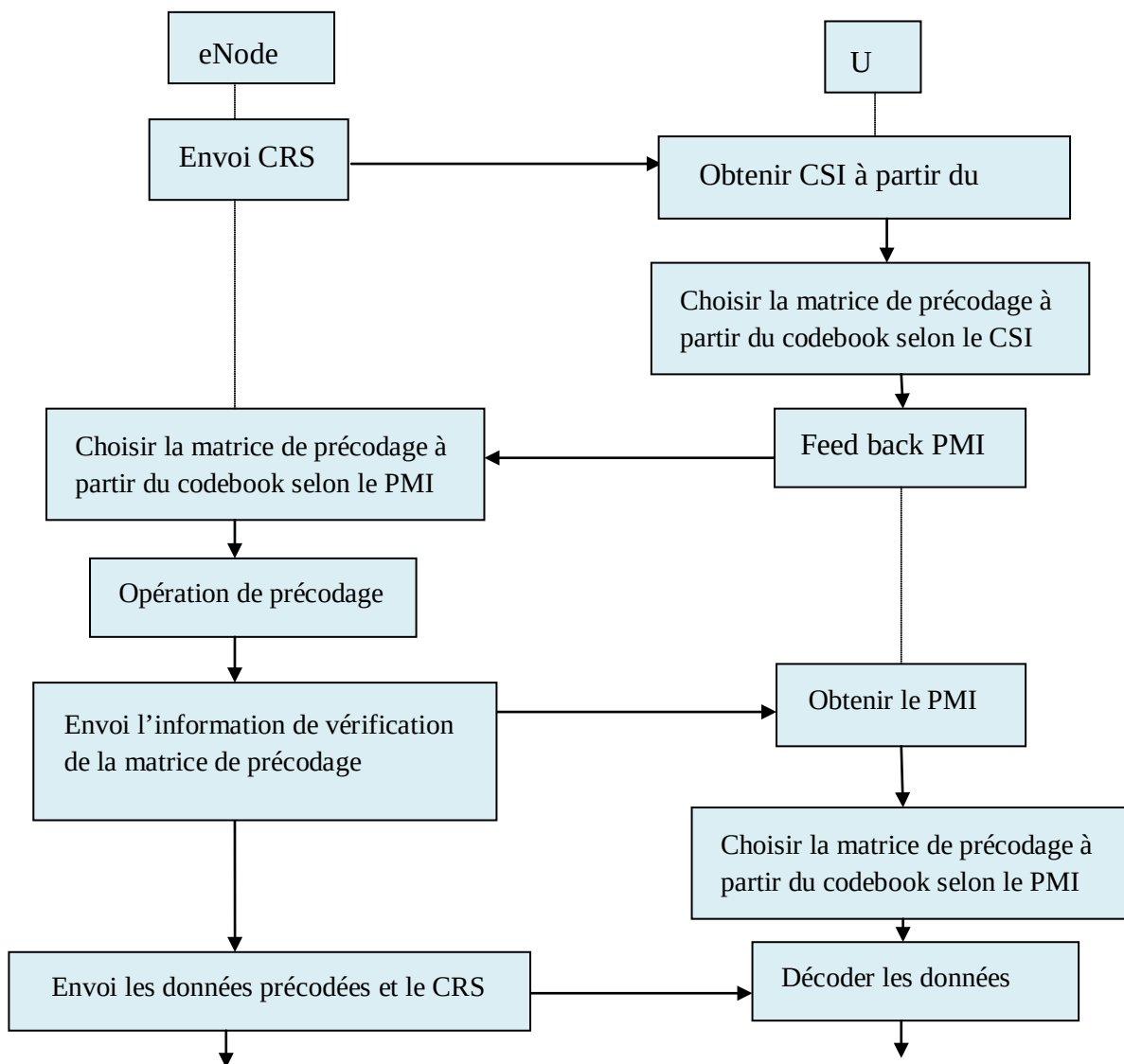


Fig. 4.16. : Organigramme du précodage à base de codebook.

Pour illustrer cette procédure , considérons le système MIMO avec M antennes de transmission au niveau de l'eNodeB et un UE avec N antennes en réception comme il est montré sur la figure 4.14.

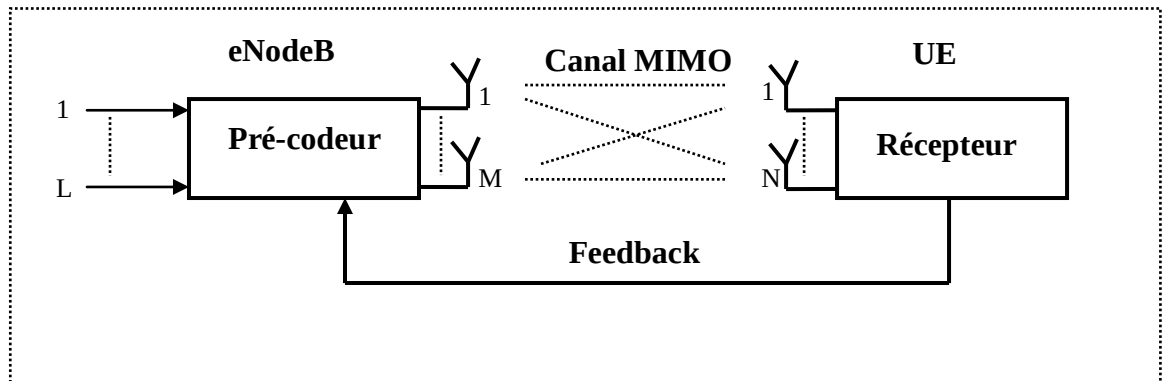


Fig. 4.17. : Principe du précodage à base de codebook.

L'opération de précodage est définie par

$$y = Wx \quad (4.9)$$

Où x est le vecteur $M \times 1$ du signal transmis et w est la matrice de précodage. Le vecteur v du signal reçu est décrit comme suit :

$$v = Hy + n = Hwx + n = H_E x + n \quad (4.10)$$

Où H est la matrice du canal de dimensions $N \times M$ spatial, n est vecteur bruit et H_E est la matrice équivalente de H . soulignons que le rang du précodage r est défini par $r = \min\{M, N\}$, et déterminons L , le nombre de couches de transmission.

Il est clair que le feedback et les techniques de précodage doivent être choisis dans le but de maximiser le débit tout en maintenant un excès de signalisation tolérable. Alors la technique de précodage à base de précodeur est adoptée par le système LTE afin de prévenir contre des niveaux de signalisation excessifs.

4.8.4.2. Codebook pour une transmission à 2Tx

Pour une transmission sur deux ports d'antennes (2Tx), $p \in \{0,1\}$, le codebook à base de DFT est utilisé avec la matrice de précodage W générée à partir de l'expression :

$$W(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(j \frac{2\pi}{N} mn) \quad (4.11)$$

Où $m=0, 1, \dots, M-1$; $n=0, 1, \dots, N-1$ et $W(m,n)$ est l'élément de la matrice W sur la $m^{i\text{ème}}$ ligne et la $n^{i\text{ème}}$ colonne, et N est le nombre d'antennes de transmission.

La matrice de précodage W doit être sélectionnée à partir du Tableau 4.5 où un de ses sous-ensembles. Pour le multiplexage spatial à boucle fermée, le codebook d'index 0 n'est pas utilisé lorsque le nombre de couches est égal à 2.

Index codebook	Nombre de couches v	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-

Tab. 4.5. : Codebook pour une transmission sur 4 ports d'antennes.

4.9. LES SYSTEMES MIMO MULTI-UTILISATEURS (MU-MIMO)

Dans les systèmes MIMO multiutilisateurs, plusieurs utilisateurs peuvent être servis dans la même bande de fréquence moyennant un pré-codage approprié au niveau de la station de base (BS). Cette technique est identique et ressemble à celle du SU-MIMO où, une ou plusieurs flux de données, sont transmis à un temps t , via plusieurs antennes, à un seul utilisateur. Dans le cas MU-MIMO chaque flux de donnée peut être destinée à un utilisateur différent c.à.d , au lieu du multiplexage des flux de données, MU-MIMO effectue le multiplexage des utilisateurs. Pour les scénarios où plusieurs utilisateurs doivent être servis en même temps par une seule cellule, ou

pour servir un nombre limité d'utilisateurs avec des débits élevés, la technique MU-MIMO peut être utilisée.

Les trois principaux gains qui permettent d'accroître la performance des systèmes MU-MIMO sont [44], [45]:

a. Gain de diversité spatiale

C'est la technique utilisée pour améliorer la qualité de la communication en transmettant et recevant par le biais de plusieurs antennes. Chaque paire d'antennes transmission et réception fournit un chemin pour le signal en envoyant des signaux qui transportent la même information via différents chemins. D'où de multiples répliques à évanouissements indépendants des symboles de données peuvent être obtenues et de ce fait une meilleure fiabilité de réception est obtenue.

b. Gain de multiplexage spatial

C'est l'amélioration de la performance due à l'utilisation de plusieurs antennes pour transmettre des signaux affluents en parallèle à travers l'espace. Pour un système MIMO à N_t antennes de transmission et N_r antennes de réception, le maximum multiplexage spatial qui peut être atteint est le minimum de N_t et N_r ($\min(N_r, N_t)$).

c. Gain de diversité multi-utilisateur

L'amélioration de la capacité du système dérivée de l'utilisation d'un ordonnanceur qui exploite les disparités de l'évanouissement et les caractéristiques d'interférences entre les différents utilisateurs.

Les deux premiers gains cités plus haut peuvent être typiquement atteints moyennant l'utilisation des pré-codeurs au niveau de l'émetteur en utilisant l'information du feedback envoyée par l'UE et en utilisant plusieurs antennes. Mais cette dernière peut être réalisée par l'utilisation des techniques d'ordonnancements adéquates.

MU-MIMO offre des degrés de libertés additionnelles par rapport à SU-MIMO du moment que plusieurs utilisateurs sont multiplexés dans le même canal physique. Ce ci peut être réalisé par le couplage des utilisateurs dont les pré-codeurs sont mutuellement orthogonaux dans une région de données et ensuite procéder à leur pré-codage d'une manière appropriée de telle sorte que chaque utilisateur ne voit que sa propre information. Comme les UE's feedback l'information quantifiée du canal. Ces derniers ne seront pas parfaitement orthogonaux l'un à l'autre, alors des

interférences résiduelles seront observées par chacun des utilisateurs qui sont couplés. Ce ci peut être minimisé par l'utilisation d'un récepteur MMSE au niveau de l'UE pour minimiser l'effet de l'interférence multilingue (MUI) sur la capacité.

Les principaux avantages qui mènent au déplacement du paradigme MIMO des communications SU-MIMO à celles MU-MIMO sont

1. Les scenarios MU-MIMO permettent un gain directe de la capacité à accès multiples (proportionnel au nombre d'antennes de transmission) grâce au multiplexage des données de plusieurs utilisateurs dans le même canal radio.
2. Les scenarios MU-MIMO sont plus immuns à la perte du rang du canal à cause des conditions de la ligne de vue (LOS) ou la corrélation des antennes, qui est un problème majeur qui cause la dégradation de la performance dans les communications SU-MIMO.

4.9.1. Défis des systèmes MU-MIMO

MU-MIMO a des avantages énormes qui peuvent être atteints si on arrive à surmonter quelques obstacles. Le fait que plusieurs utilisateurs utilisent les mêmes ressources en même temps peut conduire à confronter un certain nombre de défis, quelque uns parmi lesquels sont cités ici.

▪ Interférence

Lorsque plusieurs utilisateurs utilisent les mêmes ressources en même temps, il ya possibilité d'avoir une forte interférence entre leurs signaux. Chaque utilisateur doit être capable de décoder ses voies de données respectives en réduisant l'interférence due aux autres voies de données. Ce ci peut être réalisé par ce qu'on appel un prétraitement judicieux au niveau de l'émetteur et post-traitement au niveau du récepteur.

4.9.2. Modèle du système

Considérons un système MIMO avec M antennes émettrices au niveau du BS et N antennes réceptrices au niveau de chaque MS (figure 4.15). Il ya un codebook connu apriori par la BS et le MS. Si U utilisateurs sont en attente en vue d'être programmés au niveau de la BS, l'ordonnanceur aura pour tâche de choisir $k(<U)$ utilisateur en se référent à l'algorithme d'ordonnancement et en tenant compte du feedback des différents MS's. Simultanément l'ordonnanceur sélectionnera une matrice de pré-codage W , appartenant au codebook, pour le pré-codage des k utilisateurs programmés avant la transmission de leurs données.

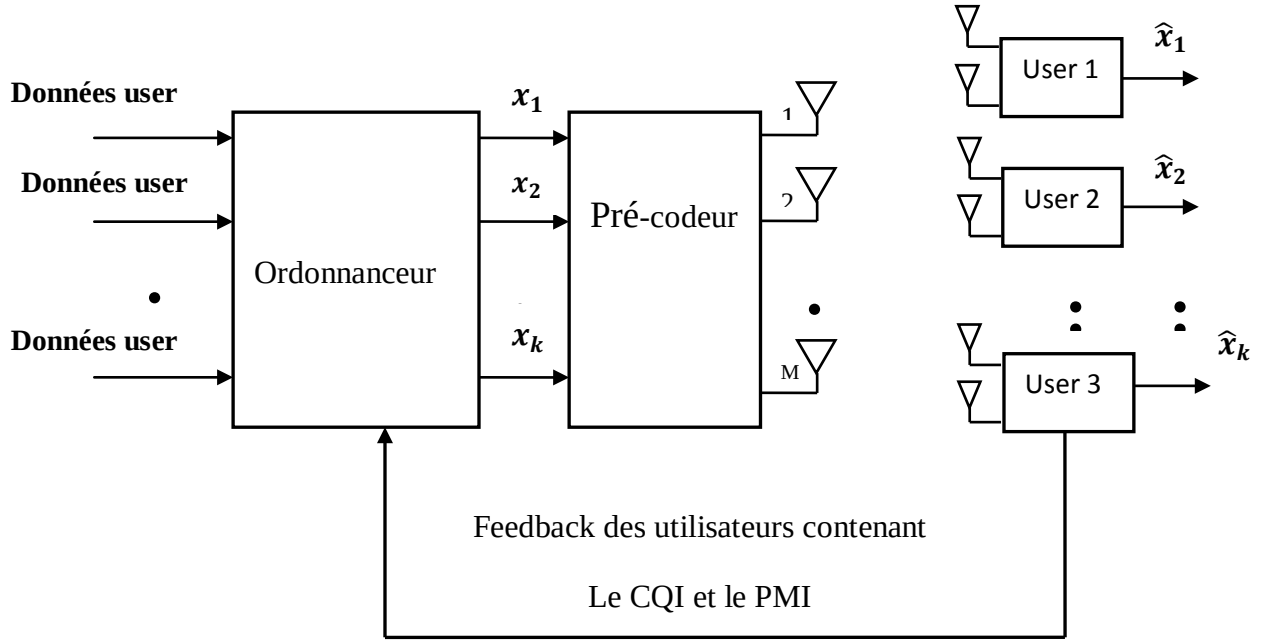


Fig. 4.118. : Configuration du système MU-MIMO.

4.9.2.1. Modèle à canal non corrélé

Le signal vecteur reçu au niveau du k^{iem} utilisateur est donné par :

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W} \mathbf{X} + \mathbf{n}_k \quad k = 1, 2, \dots, U. \quad (4.12)$$

Où

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_k \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{H}_k = \begin{pmatrix} h_{11}^k & h_{12}^k & \dots & h_{1M}^k \\ h_{21}^k & h_{22}^k & \dots & h_{2M}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{k1}^k & h_{k2}^k & \dots & h_{kM}^k \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

. $\mathbf{X}$ est le symbole complexe transmis pour le k^{iem} utilisateur.

. $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N \times M}$ est le canal sans fil $N \times M$ entre le k^{iem} utilisateur et la BS et $h_{ij} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ qui représente la réponse impulsionnelle qui lie la j^{iem} antenne de la BS à la i^{iem} antenne du MS et sa composante obéit d'une façon indépendante et identique à une à une distribution de Rayleigh.

. $\mathbf{W} = [\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_k]_{M \times k}$ $\mathbf{W} \in \mathbb{C}$ est un pré-codeur choisi à partir du codebook $\mathcal{C}$ qui contient une combinaison de pré-codeurs unitaires et $\mathbf{V}_k$ représente le vecteur de pré-codage des données pour le k^{iem} utilisateur, où k est appelé l'index du flux ou l'index du vecteur du pré-codage.

. $\mathbf{n}_k \sim \mathcal{CN}(0, N_0 I_N)$ et le vecteur bruit au niveau du k^{iem} utilisateur.

4.9.2.2. Modèle du canal corrélé

Dans ce cas les antennes au niveau de la BS sont magnétiquement corrélées c.à.d chaque antenne de la BS vois le même gain du canal vers toutes les antennes de réception du k^{iem} utilisateur. Alors le canal $\mathbf{H}$ du cas précédent peut être modifié comme suite :

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_1(j^{\theta k} j^{\theta 2k} j^{\theta 3k} j^{\theta 4k}) \\ h_1(j^{\theta k} j^{\theta 2k} j^{\theta 3k} j^{\theta 4k}) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Ici $\theta k \sim \mathcal{U}[-\frac{\pi}{3}, +\frac{\pi}{3}]$ pour le k^{iem} utilisateur h_i est une variable aléatoire à distribution de Rayleigh représentant le gain du canal entre la i^{iem} antenne de réception toute autre antenne de la BS.

4.9.3. L'ordonnanceur Proportional Fair (PF scheduler)

L'ordonnanceur PF est désigné pour prendre avantage de la diversité multiutilisateur tout en préservant une capacité comparable pour tous les utilisateurs. Soit $R(t)_k$ qui dénote le débit instantané que peut atteindre l'utilisateur k au temps t , et soit $T(t)_k$ la capacité moyenne jusqu'à

l'intervalle de temps t . le PF choisi l'utilisateur désigné par k^* pour la transmission. Au long terme ce ci revient à sélectionner l'utilisateur qui a le débit instantané le plus élevé relatif à sa capacité moyenne.

La capacité moyenne de tous les utilisateurs est alors actualisée selon

$$T_k(t+1) = \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k(t) + \frac{1}{t_c} R_k(t) \quad k = k^* \quad (4.15)$$

$$= \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k(t) \quad k \neq k^* \quad (4.16)$$

$$\text{Métrique PF} = \frac{R_k(t)}{T_k(t)} \quad (4.17)$$

Ainsi les utilisateurs qui sont constamment moins desservis reçoivent la priorité quant à leur programmation ce qui accroît l'équité entre les différents utilisateurs. Le paramètre t_c contrôle la latence du système, si t_c est large, celle-ci augmente avec un bénéfice au regard à la capacité totale des utilisateurs. Si t_c est petit, la latence décroît, du moment que les valeurs de la capacité moyenne changent plus rapidement au détriment de quelques capacités.

Il ya d'autre ordonnanceurs comme le Round Robin (RR), qui planifie les utilisateurs l'un après l'autre sans aucune priorité, et l'ordonnanceur gourmand (greedy scheduler), qui planifie les utilisateurs selon leurs débits instantanés en ignorant la capacité moyenne et en sacrifiant l'équité.

4.9.4. FORMULATION DE LA CAPACITE MU-MIMO

En se référant au modèle du système de la Figure 4.15, le signal vecteur du premier utilisateur peut être exprimé comme suite :

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{W} \mathbf{X} + \mathbf{n}_1 \quad (4.18)$$

Alors le symbole transmis au premier utilisateur x_1 sera estimé à partir du vecteur reçu. Pour la détection traditionnelle des systèmes MU-MIMO un récepteur linéaire est utilisé pour détecter les données transmises. ZF, MMSE et MRC sont des critères de détection communément utilisés.

En vue d'obtenir une bonne performance, nous considérons une équation d'un récepteur MMSE linéaire étudiée plus haut et qui peut être réécrite comme

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_1[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots \dots \mathbf{V}_k] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ x_k \end{bmatrix} + \mathbf{n}_1 \quad (4.19)$$

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 x_1 + \sum_{i=1}^k \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_i x_i + \mathbf{n}_1 \quad (4.20)$$

Le premier terme représente le signal désiré, tandis que le deuxième est l'interférence entre les flux de données (ISI) causée par la programmation de plus d'un utilisateur à la fois, alors que le troisième terme est le bruit blanc gaussien additif complexe (AWGN) au niveau du récepteur. Soit le canal effectif après pré-codage exprimé par :

$$\tilde{\mathbf{H}}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{W} , \text{ où } \tilde{\mathbf{H}}_1 \text{ est une } N \times k \text{ matrice de pré-codage.}$$

4.9.4.1. Récepteur MMSE

Le récepteur MMSE s'emploie à réduire l'erreur quadratique moyenne (MSE). Le récepteur MMSE linéaire $1 \times N$, b_1 pour décoder les données du 1^{er} utilisateur peut être exprimé comme :

$$b_1 = \min_b E\{|x_1 - \hat{x}_1|^2\} = \min_b E\{|x_1 - y_1|^2\} = \mathbf{p}^* \mathbf{R}^{-1} \quad (4.21)$$

Où

- . $\mathbf{R}$ est une matrice d'auto-corrélation $N \times N$ du vecteur reçu y_1
- . $\mathbf{p}$ est un vecteur de cross-corrélation $N \times 1$ entre le symbole désiré x_1 et le vecteur reçu y_1

Assumons que le bruit et les données sont des vecteurs non corrélés et *i.i.d.* la puissance totale est soumise à une contrainte P qui sera divisée entre les k utilisateurs équitablement les expressions pour $\mathbf{R}$ et $\mathbf{p}$ sont calculées comme suite :

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E\{\mathbf{y}_1 \mathbf{y}_1^*\} = \tilde{\mathbf{H}}_1 E\{x_1 x_1^*\} \tilde{\mathbf{H}}_1^* + E\{\mathbf{n}_1 \mathbf{n}_1^*\} \\ &= \left(\frac{P}{K}\right) \tilde{\mathbf{H}}_1 \tilde{\mathbf{H}}_1^* + N_0 \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= E\{\mathbf{y}_1 \mathbf{x}_1^*\} = \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 E\{\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_1^*\} = \left(\frac{P}{K}\right) \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 \\ &= \left(\frac{P}{K}\right) \tilde{\mathbf{h}}_1 \end{aligned} \quad (4.23)$$

Où $\tilde{\mathbf{h}}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 = [\tilde{\mathbf{H}}_1]_1 = [\mathbf{H}_1 \mathbf{W}]_1$ et « * » désigne l'opération conjugué transposé.

L'expression finale du filtre MMSE peut alors s'écrire

$$b_1 = \tilde{\mathbf{h}}_1 \left[\tilde{\mathbf{H}}_1 \tilde{\mathbf{H}}_1^* + \frac{KN_0}{P} \mathbf{I}_N \right]^{-1} \quad (4.24)$$

De la présence du terme de l'inversion de la matrice, il est évident que le récepteur MMSE essaie de réduire l'interférence entre flux (ISI) mais n'arrive pas à l'éliminer complètement. Ici le but n'est pas de faire en sorte que l'ISI soit nul mais plutôt de minimiser l'EQM.

4.9.4.2. Calcul du CQI

Calculons le CQI du premier utilisateur. Le symbole estimé au niveau du k^{iem} MS s'écrit comme suite

$$\hat{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{b}_1 \mathbf{y}_1 = \mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 \mathbf{x}_1 + \sum_{i=1}^K \mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_i x_i + \mathbf{n}_1 \quad (4.25)$$

Où $\mathbf{b}_1$ est le vecteur du récepteur MMSE. Supposons que la puissance totale P est divisée équitablement entre les K utilisateurs. Les expressions du signal (S), interférence (I) et la puissance du bruit (N) du premier utilisateur sont calculées de la manière suivante

$$\begin{aligned} S &= E\{(\mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 x_1)(\mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 x_1)^*\} = |\mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1|^2 E\{x_1 x_1^*\} \\ &= \left(\frac{P}{K}\right) |\mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1|^2 \end{aligned} \quad (4.26)$$

$$\begin{aligned}
 I &= \sum_{i=1}^K E\{(\mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_i x_i)(\mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_i x_i)^*\} = E\{x_1 x_1^*\} \sum_{i=1}^K |\mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_i|^2 \\
 &= \left(\frac{P}{K}\right) \sum_{i=1}^K |\mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_i|^2
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

$$N = E\{(\mathbf{b}_1 \mathbf{n}_1)(\mathbf{b}_1 \mathbf{n}_1)^*\} = b_1 E\{\mathbf{n}_1 \mathbf{n}_1^*\} \mathbf{b}_1^* = |\mathbf{b}_1|^2 N_0 \tag{4.28}$$

$$\begin{aligned}
 CQI_1 &= \frac{S}{I+N} \\
 &= \frac{\left(\frac{P}{K}\right) |\mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1|^2}{\left(\frac{P}{K}\right) \sum_{i=1}^K |\mathbf{b}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_i|^2 + \|\mathbf{b}_1\|^2 N_0}
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

Ici « $\|\cdot\|$ » indique la norme du vecteur. Puisque le bruit est considéré à distribution Gaussienne, la capacité du premier utilisateur C_1 peut être calculée à partir du théorème de la capacité du canal de Shannon :

$$C_1 = \log_2(1 + CQI_1) \tag{4.30}$$

Après avoir calculé toutes les capacités individuelles, la capacité total (sum capacity) est la somme de toutes les capacités individuelles.

$$C_{\text{sum}} = \sum_{i=1}^K C_i \tag{4.31}$$

4.9.4.3. Procedure

Nous allons expliquer comment l'abstraction est faite au niveau de la BS (eNodeB) et du MS (UE)

1. Dans le cas du MU-MIMO chaque utilisateur doit envoyer un feedback à la BS contenant l'information suivante.
 - (a) Le CQI pour tous les canaux (sous bandes).
 - (b) L'indicateur de flux ou l'indexe du vecteur de pré-codage.

L'information ci-dessus peut être obtenue à partir du canal désiré et les autres canaux interférents pour chaque utilisateur. Notons que le feedback envoyé par le MS pour la trame de séquence (n) est utilisée pour programmer les utilisateurs durant la trame de séquence (n+1).

2. Ensuite il revient à l'ordonnanceur PF de sélectionner un ensemble de K utilisateurs, parmi le nombre total d'utilisateur U , dans une sous bande particulière en se basant sur l'information ci-dessus.
 - (a) Premièrement l'ordonnanceur PF calcule le métrique PF de tous les utilisateurs.
 - (b) Il essaye de trouver un ensemble de K utilisateurs qui préfèrent des indicateurs de flux (SI) différents.
 - (c) S'il y en a plus qu'un ensemble d'utilisateurs, il va opter pour celui qui a la somme totale de ses métrique PF la plus élevée.
 - (d) S'il n'y a pas un tel ensemble d'utilisateurs l'ordonnanceur va forcer les différents utilisateurs à utiliser des indicateurs de flux différents de manière à ce que le couplage soit possible.
3. Une fois la programmation d'une portion de données est effectuée la capacité moyenne de tous les utilisateurs est actualisée. Après l'ordonnanceur procède à la programmation des autres portions de données l'une après l'autre. Quand il ya un nombre élevé d'utilisateurs qui veulent être servis au même moment, alors le couplage n'est pas un problème, du moment qu'il a une grande probabilité qu'au moins K utilisateurs vont choisir différents indicateurs de flux.
4. Après programmation, le RSIB est calculé au niveau du MS.
5. Le RSIB calculé à l'étape précédente est utilisé pour le calcul du métrique PF comme la capacité totale et le débit.

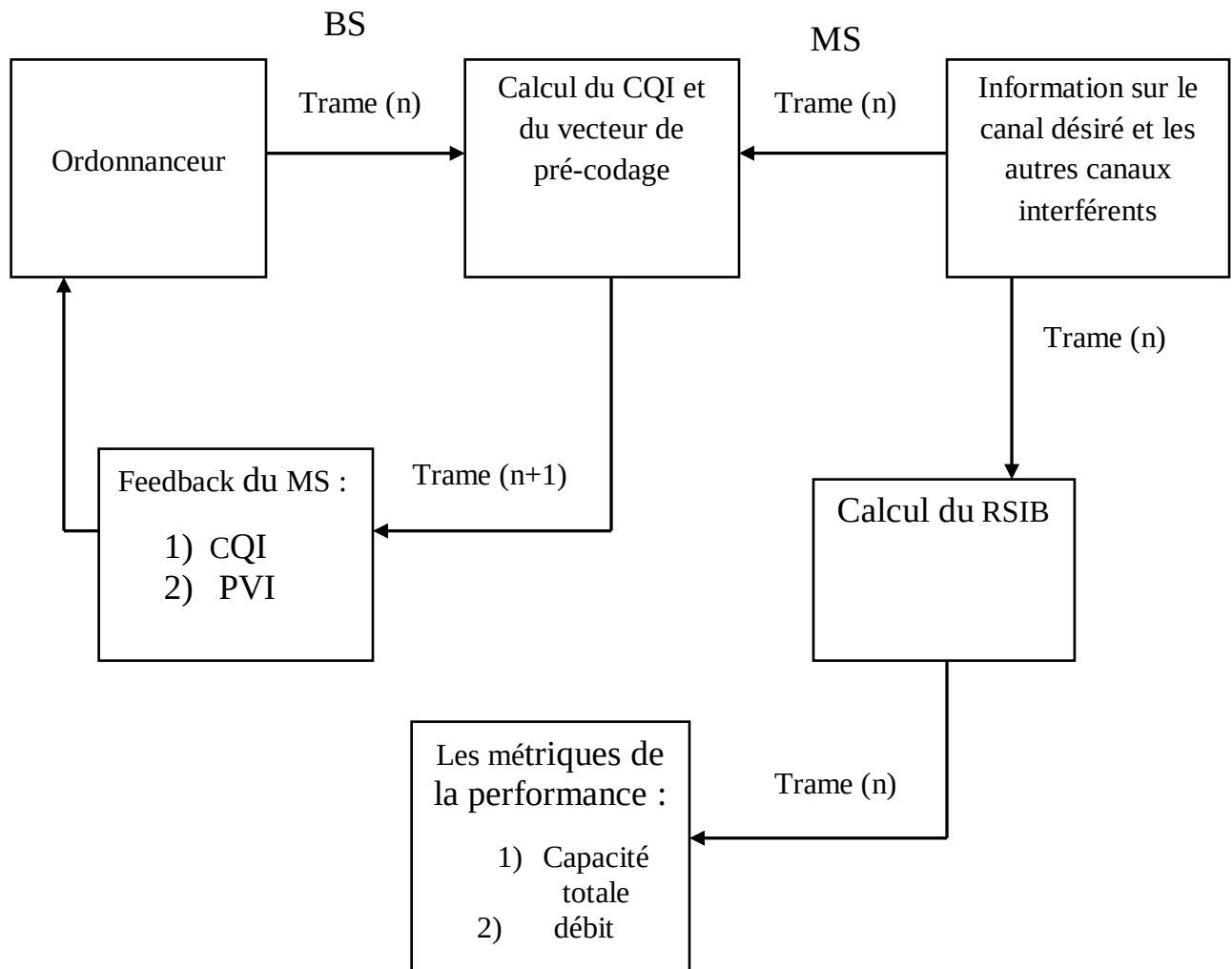


Fig .4.19. : Procédure du système MU-MIMO

4.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'introduction de la technologie MIMO à la 4G du mobile. Plusieurs modes de transmission ont été standardisés par le 3GPP pour la transmission dans la liaison descendante. Ces modes se distinguent par les techniques de transmission qui leur sont associées : boucle fermée, boucle ouverte, multiplexage spatial, diversité en transmission, SU-MIMO, MU-MIMO, nombre de ports d'antennes utilisés en transmission. Le choix par l'ordonnanceur de l'un de ces modes obéit à un certain nombre de critères entre autres, l'estimation du canal par l'eNodeB en cas de transmission en boucle ouverte, l'indicateur de la qualité du canal qui est une information de feedback envoyé par l'UE vers l'eNodeB dans le cas d'une transmission en boucle fermée, la disponibilité des ressources dans le cas MU-MIMO.

S'agissant du mode de transmission multi-utilisateur, nous avons présenté l'ordonnanceur (PF) qui essaye de servir les différents utilisateurs actifs d'une façon équitable selon une métrique calculée à partir des feedbacks des différents utilisateurs. Et ainsi nous avons pu approcher par calcul la capacité que peut atteindre chaque utilisateur.

5.1. Capacité du Canal MIMO

Dans ce travail la simulation est effectuée pour le calcul de la capacité du canal en utilisant MATLAB. Les simulations sont évaluées pour 2×2 et 4×4 MIMO. La fonction de distribution cumulative (CDF) de la capacité du canal MIMO aléatoire quand le CSI n'est pas disponible du côté de l'émetteur est montrée sur les figures 5.1 et 5.3. Quand le RSB est de 10 dB, on constate que la capacité du canal MIMO s'améliore avec l'augmentation du nombre d'antennes de transmission et de réception.

D'une façon claire avec un nombre réduit de valeurs singulières non nulles dans (3.42) et (3.43) la capacité du canal MIMO sera réduite à cause de la déficience de la matrice du canal. Cette situation apparaît quand les signaux au niveau des récepteurs sont corrélés. Même si un rang du canal élevé est nécessaire pour obtenir une haute efficacité spectrale d'un canal MIMO, la corrélation réduite n'est pas une garantie pour une grande capacité.

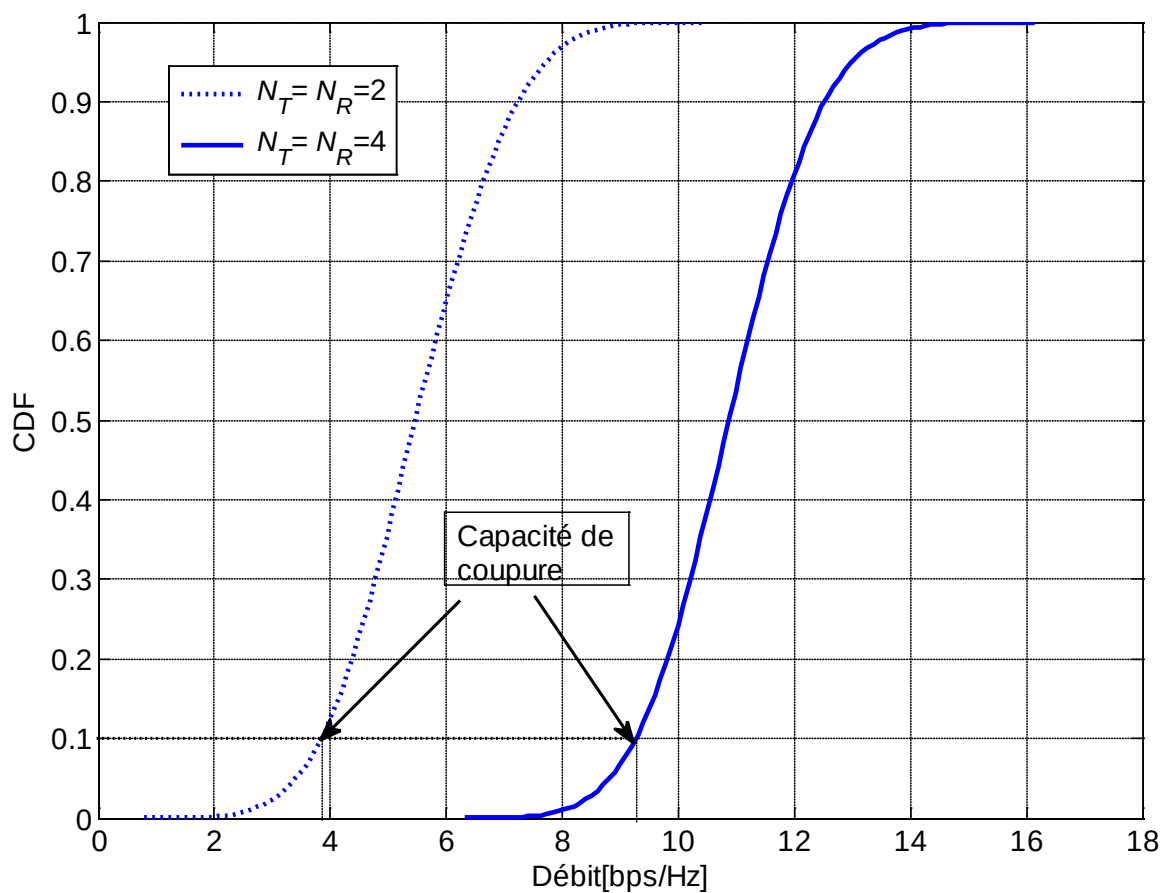


Fig. 5.1 : Capacité du système MIMO

La capacité du canal MIMO est calculée par le biais de la variation du RSB et du nombre d'antennes (figure 5.2). La capacité est comparée à celles des modes SISO, MISO et SIMO. On constate que la capacité du canal MIMO est meilleure en comparaison aux autres. Quand le nombre d'antennes augmente, l'efficacité spectrale augmente à son tour.

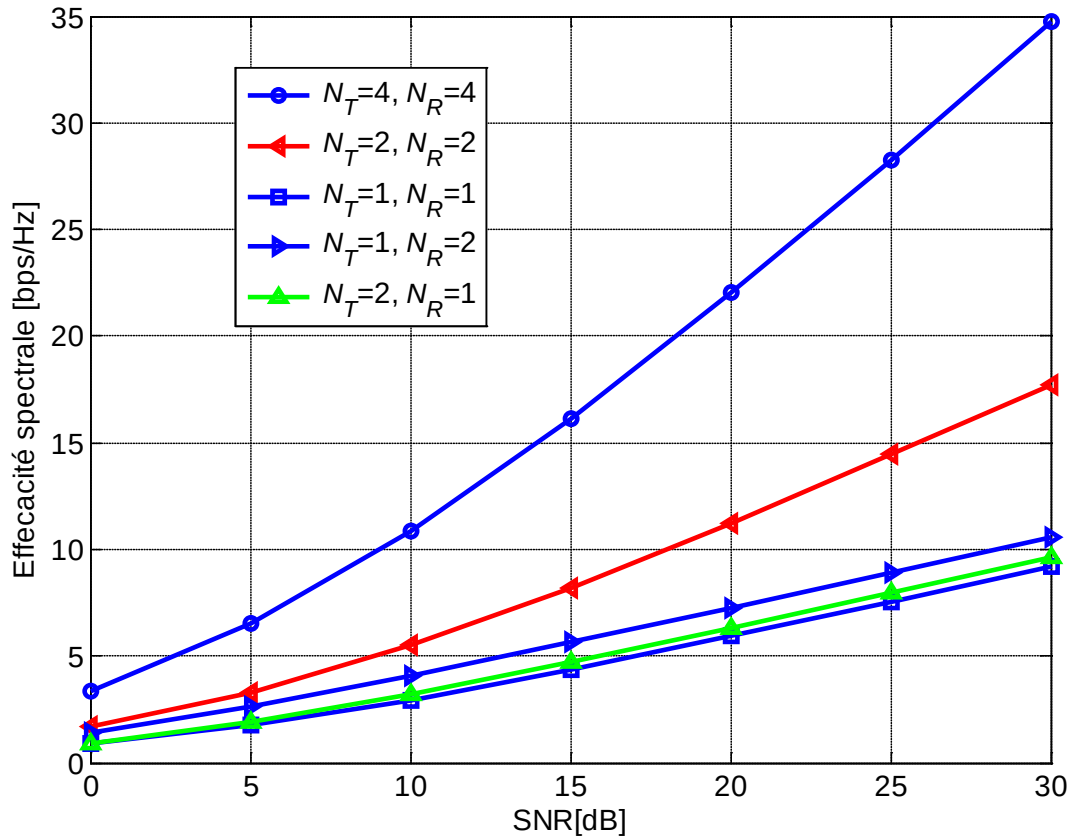


Fig. 5.2. : Efficacité spectrale du système LTE avec différentes configurations MIMO

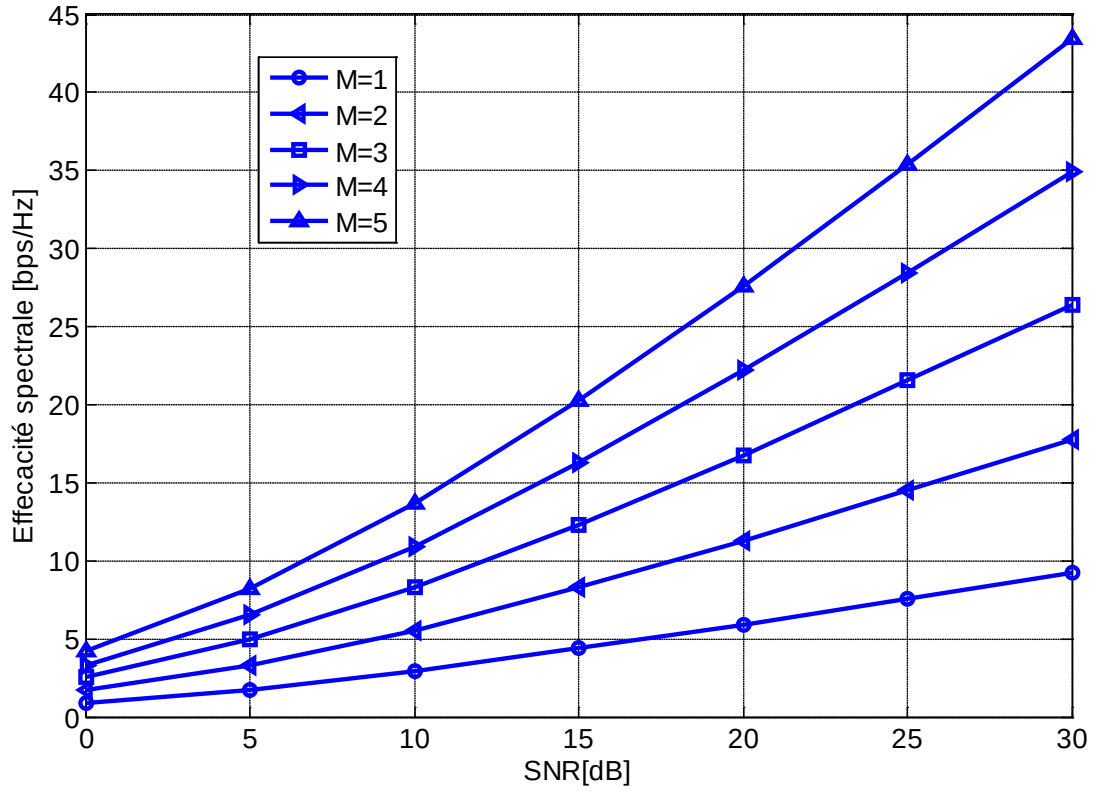


Fig. 5.3 : Capacité ergodique pour différentes configurations d'antennes avec $N_t = N_r = M$

Les capacités ergodiques de la transmission en boucle fermée et en boucle ouverte sont calculées et comparées à un canal MIMO avec et sans CSI au niveau de l'émetteur (figure 5.4). On constate que le système en boucle fermée fournit une meilleure capacité que le système en boucle ouverte. Néanmoins, on peut constater que la disponibilité du CSI n'améliore pas la capacité du canal quand la moyenne du RSB est extrêmement élevée.

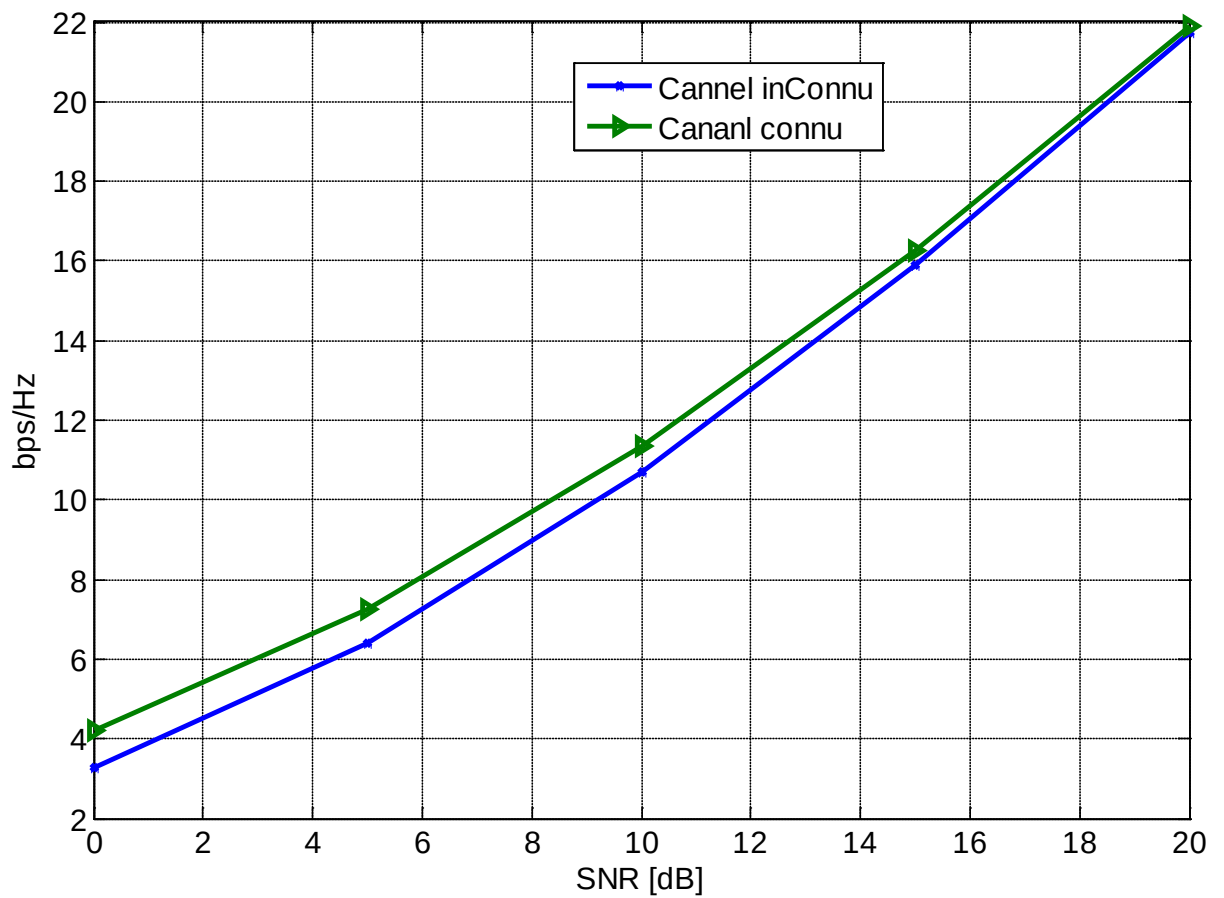


Fig. 5.4. : Comparaison des capacités d'un système MIMO selon la disponibilité du CSI.

A partir de la table de comparaison, les capacités des différents modèles de canaux sont comparées avec leurs capacités du canal. La technique MIMO montre une meilleure amélioration de la capacité du canal. Si on augmente le rang du système MIMO à une valeur élevée, la capacité deviendra meilleure.

N 0	Paramètre	SISO $N_t=1, N_r=1$	SIMO $N_t=1, N_r=2$	MISO $N_t=2, N_r=1$	MIMO	
					$N_t=2, N_r=2$	$N_t=4, N_r=4$
1	Capacité du canal	3	4	3.5	5.5	10.5
2	% de l'amélioration	-	1	2.5	1.5	7.5

Table 5.1 : Table de comparaison pour la capacité du canal lorsque RSB=10 dB

Avec la capacité de coupure, la capacité du canal est associée à une probabilité de coupure. La capacité est traitée comme une variable aléatoire qui dépend de la réponse instantanée du canal. Si la capacité du canal descend en dessous d'un seuil de la capacité de coupure, il n'y a aucune possibilité que le bloc d'informations transmit peut être décodé sans erreurs et ce, quelque soit le codage utilisé.

5.2. Performance du système MIMO à basculement adaptif

Pour démontrer l'impact de l'utilisation du basculement adaptif du système LTE, avec différents modes de transmissions (configurations d'antennes), nous avons effectuée une simulation à l'aide de MATLAB. Nous avons considéré une distance (ISD) de 1000m entre les différents sites (eNodeB). Nous avons considéré un réseau à sept sites, avec trois cellules chacun, chaque site subit les interférences des six autres sites. Des utilisateurs avec un trafic à tampon plein (full buffer) ont été assumés, c'est-à-dire, ils disposaient tout le temps des données à transmettre. Chaque utilisateur essaye d'avoir le maximum de données possible. Les ressources de cellules ont été équitablement réparties entre les utilisateurs actifs dans une cellule, en ne laissant aucune ressource inoccupée dans chaque TTI. De ce fait, une charge de cellule de 100% est assumée avec les autres cellules adjacentes aussi chargées à 100%. Le nombre d'utilisateurs supporté dans un TTI a été fixé, et les différents utilisateurs étaient répartis d'une façon homogène sur la zone de la cellule. La localisation des utilisateurs a été aléatoire, avec une distribution plate sur l'ensemble de la zone de couverture de la cellule.

Le mode de propagation radio Cost231 Hata a été choisi pour le calcul des pertes des trajets entre l'UE et l'eNodeB. Les paramètres généraux de la simulation sont présentés dans le tableau 5.2.

Parametre	Unité	Valeur
Liaison descendante		
Type de zone	-	Urbaine
Bande de fréquence de travail	MHz	2600
Largeur de bande (BW)	MHz	20
Espacement entre sous porteuses	KHz	15
Nombre total de bloc de ressources (RB)	No.	100
Puissance de transmission	dBm	42
Gain d'antennes	dBi	18
Hauteur d'antennes	m	24
Préfix cyclique	-	Normal
Nombre d'utilisateurs par TTI	No.	5
Chargement de la cellule	%	100
Bruit de forme de l'UE	dB	8
Facteur d'activité de données	-	1

Tab. 5.2. : Paramètres de simulation pour le système MIMO à basculement adaptif

La figure 5.5 montre la fonction de répartition (CDF) du débit de la cellule pour différente configuration du système LTE. La CDF du système SIMO s'est avérée meilleure que celles des systèmes SISO et MIMO. On peut constater que l'activation du basculement adaptif de la MIMO améliore significativement la capacité du canal. L'utilisation effective du multiplexage spatial dans les bonnes conditions du RSIB (SNIR) et l'exploitation des techniques de diversité dans le cas des RSIB médiocres améliore la capacité totale de la cellule par le recours au basculement adaptif de la MIMO.

La probabilité d'avoir une capacité du canal supérieure à 50 Mbps est de 37% avec l'utilisation de la MIMO 4X4, alors qu'elle est de 83% en utilisant la MIMO 4X4 à basculement adaptif (AM 4X4), et la probabilité pour d'avoir une capacité du canal supérieure à 65 Mbps est de 8%, 1.5% et 16% avec MIMO 4X4, AM 2X2 et AM 4X4 respectivement.

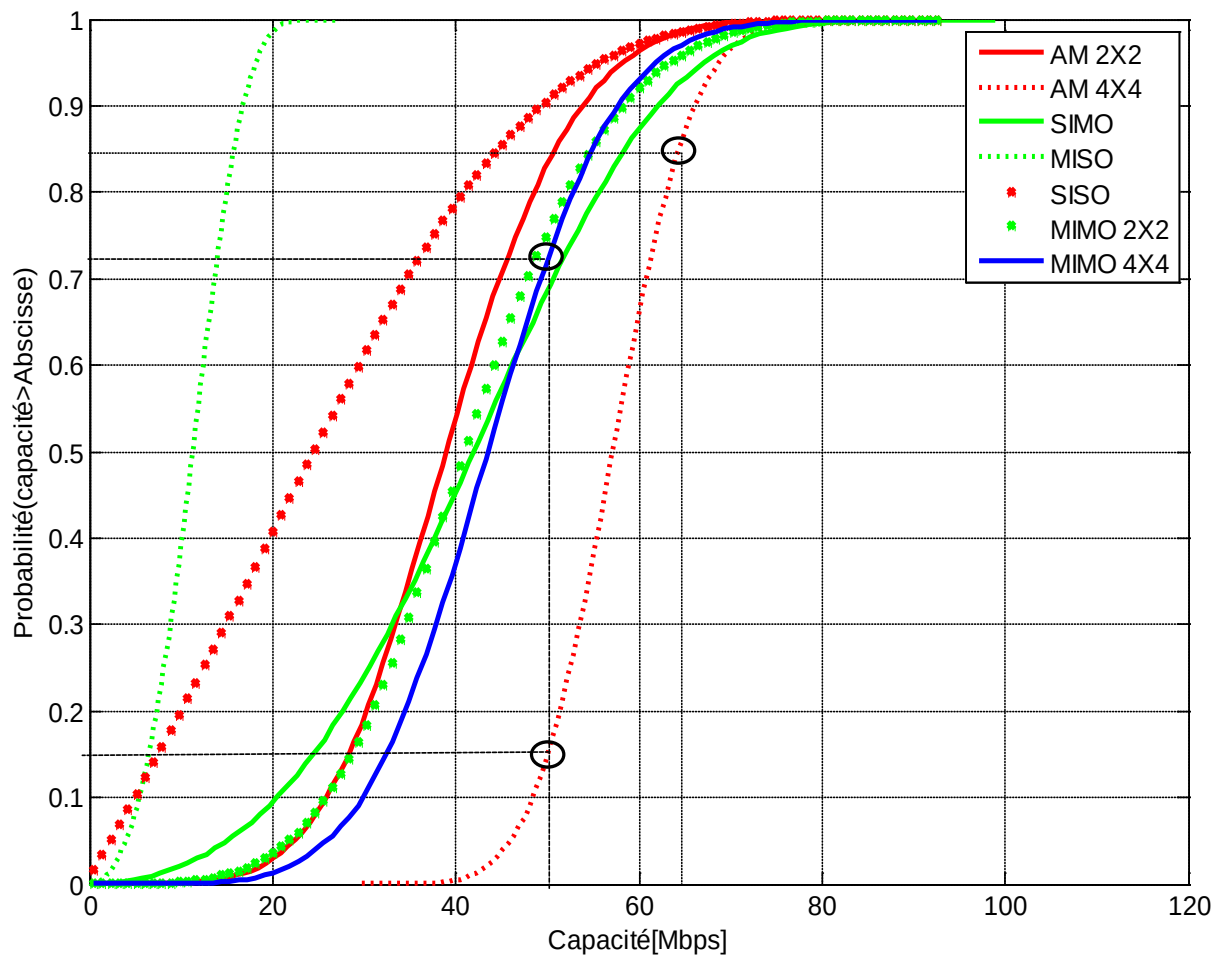


Fig. 5.5 : CDF de la capacité avec 1000m ISD pour différents modes de transmissions

5.3. Performance du system MIMO-MU

Dans cette section nous allons discuter comment la capacité sera affectée quand plusieurs utilisateurs sont programmés simultanément dans une région de données (ensemble de ressources physiques). Ici nous avons au total 12 sous porteuses et 20 utilisateurs qui disputent pour accéder aux ressources.

Paramètres	Valeurs
Fréquence centrale.	1917 ,5 MHz
Bande de fréquence utilisée.	5 MHz
Puissance de transmission de l'eNodeB.	30 dBm
N° d'antennes au niveau de la station BS.	2/4
N° d'antennes au niveau de la station MS.	2/4
Trames transmises.	100
Canal.	Non corrélé/corrélé
Sous porteuses.	12
Itérations.	100
RSB (dB).	0 :1 :50
Utilisateurs demandant une ressource.	20
Utilisateurs servis.	[2 3 4]
Répétition du canal à travers les sous bandes.	1

Tab. 5.2. : Paramètres de simulation pour le système MIMO-MU

La figure 5.6 représente la somme des débits (sum capacity) du MU-MIMO pour 4×2 avec canal non corrélé. Dans cette figure nous observons que la somme des débits de 2 utilisateurs est plus grande que lorsqu'on a affaire à 3 et 4 utilisateurs. Il est évident que lorsque le nombre d'utilisateurs augmente, l'interférence entre flux augmente en conséquence, alors le CQI de chaque utilisateur va diminuer et la capacité par utilisateur décroît aussi. Etant donné que pour des considérations techniques, le nombre d'antennes au niveau de l'équipement mobile (MS) est limité à 2, le récepteur peut supprimer efficacement perturbateur, il en résulte une somme des débits plus importante, dans le cas de 2 utilisateurs en comparaison à la somme des débits pour 3 et 4 utilisateurs.

La figure 5.7 représente la somme des débits pour 4×1 avec canal non corrélé. On peut clairement constater que la somme des débits pour 2 utilisateurs est plus élevée par rapport à celles de 3 et 4 utilisateurs. On constate que la principale différence entre les deux graphes est

que, dans la figure la somme des débits pour 2 utilisateurs croît linéairement, alors que dans le cas de la figure la somme des débits croît exponentiellement.

La figure 5.8 et la figure 5.9 représentent la somme des débits pour 4×2 et 4×1 avec canal corrélé. Ici aussi, lorsque le nombre d'utilisateurs augmente la capacité de somme décroît. Dans le cas d'une seule antenne de réception (c.à.d $M=1$) la somme des débits des utilisateurs est plus petite par rapport à celle de 2 antennes en réception au niveau du MS. Pour les deux cas de canal corrélé et non corrélé, lorsque le nombre d'utilisateurs augmente, la somme des débits devienne plus petite.

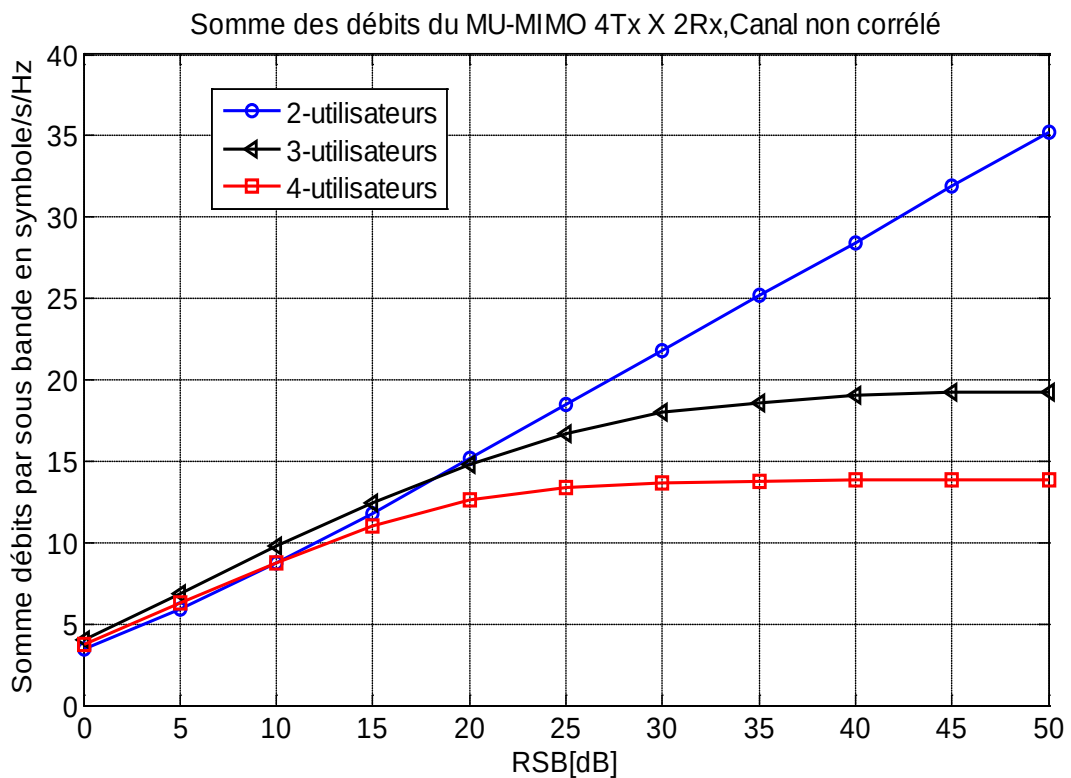


Fig. 5.6 : Somme des débits du MU-MIMO 4Tx X 2Rx pour canal non corrélé

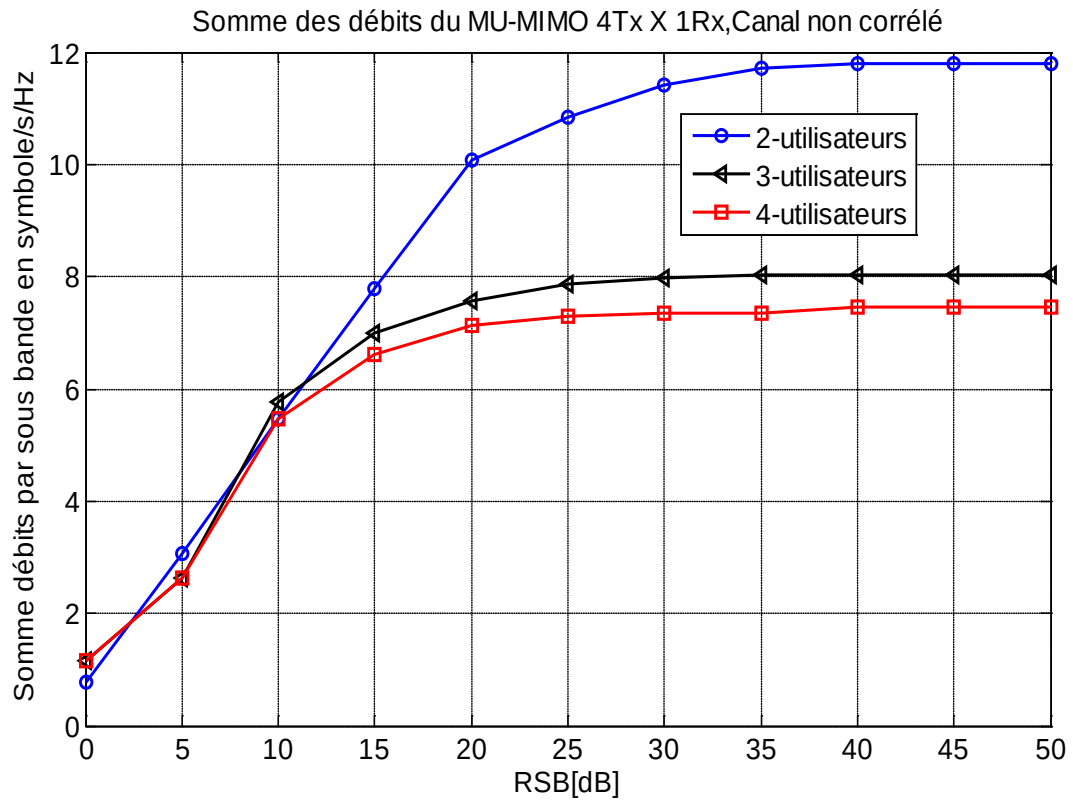


Fig. 5.7 : Somme des débits du MU-MIMO 4Tx X 1Rx pour canal non corrélé

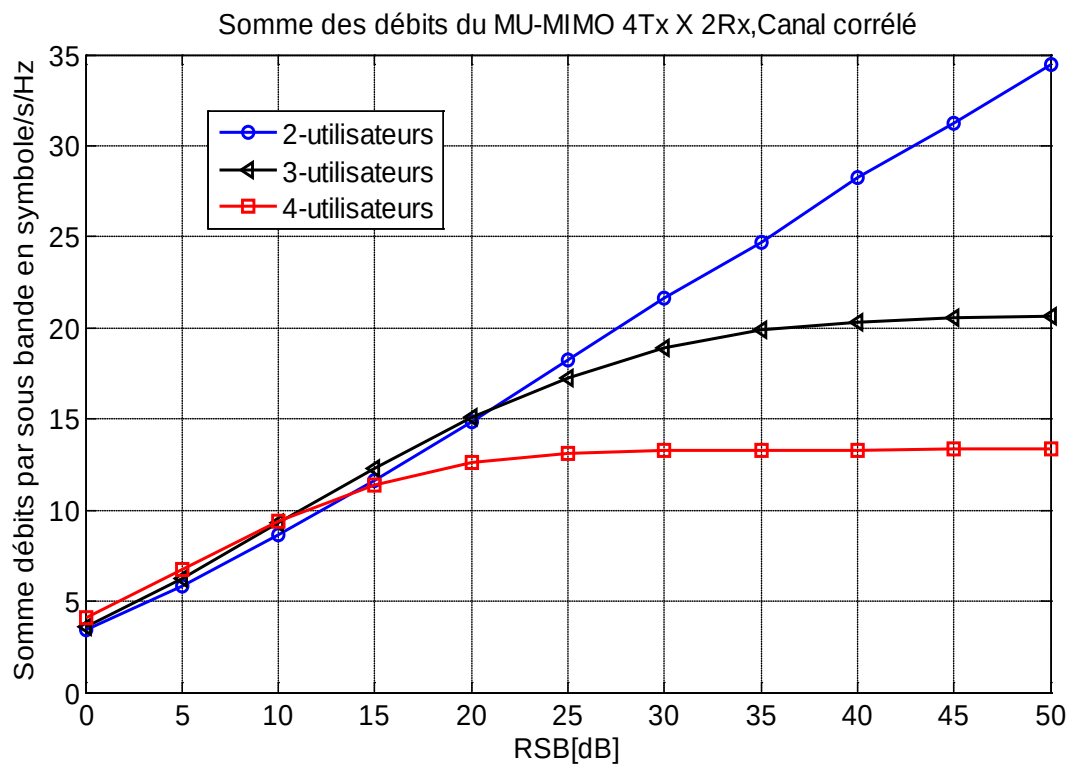


Fig. 5.8 : Somme des débits du MU-MIMO 4Tx X 2Rx pour canal corrélé

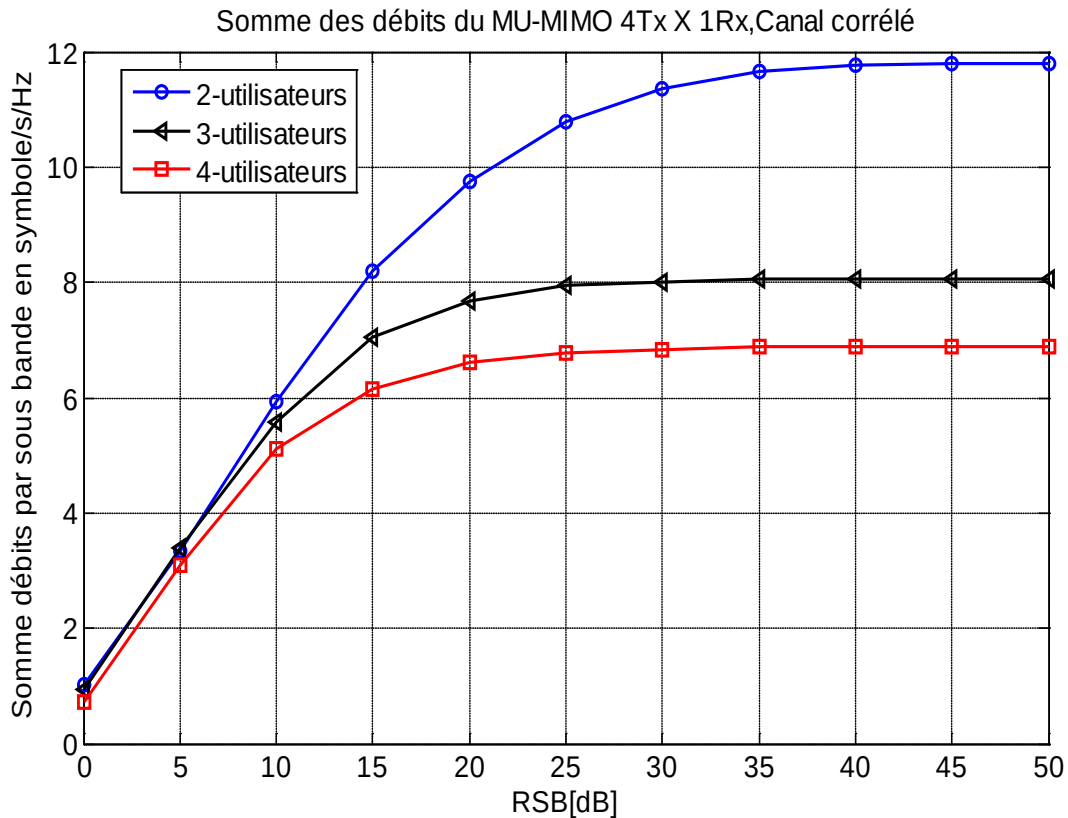


Fig. 5.9 : Somme des débits du MU-MIMO 4Tx X 1Rx pour canal corréle

A partir des figures précédentes on peut facilement observer que :

- Lorsque le nombre d'utilisateurs augmente la capacité de somme décroît.
- Le nombre optimal d'utilisateurs qui peuvent être programmés dans une région de données pour atteindre un débit maximal est égal au minimum des nombres d'antennes aux niveaux du BS et MS.
- La capacité de somme croît linéairement avec le RSB (dB) quand le nombre d'utilisateurs jumelés (groupés) n'est pas supérieur que le nombre d'antennes aux niveaux du BS et MS c.à.d, lorsque $K \leq \min(M, N)$ la capacité de somme croît linéairement, autrement elle atteint un point de saturation.

Conclusion générale

Le développement fulgurant qu'a connu le domaine de la téléphonie mobile et l'intégration des nouveaux services surtout le multi-média a ouvert la porte pour le développement de nouvelles technologies qui seront dans la mesure de répondre et de satisfaire ces besoins. Il a été clairement établi que l'introduction de la technologie MIMO permet d'accroître le débit et améliorer la qualité via les deux principales techniques à savoir le multiplexage spatiale et la diversité en transmission. Coté utilisateur on distingue deux principaux modes qui sont à : utilisateur unique(SU) et multi-utilisateurs (MU).

Les systèmes MIMO à utilisateur unique permettent de servir un seul utilisateur par intervalle de transmission ce ci maximise le débit d'un utilisateur unique mais son inconvénient c'est qu'il ne profite pas de la diversité multi-utilisateurs.

Les systèmes MIMO à multi-utilisateurs (MU-MIMO) sont devenus la principale technique pour remplir les exigences requises. Cette technique consiste à allouer une seule ressource temps-fréquence à plusieurs utilisateurs pour exploiter la diversité multi-utilisateurs dans le domaine spatial, ce qui en résulte des gains significatifs par rapport au SU-MIMO, particulièrement en présence des canaux spatialement corrélés. Dans des configurations comme la DL 4x2 (quatre antennes émettrices et deux antennes réceptrices) et la UL 2x4, la transmission SU permet seulement le multiplexage spatial de deux flux. En outre, les techniques MU-MIMO linéaires permettent jusqu'à quatre flux spatiaux à partir de quatre ports d'antennes de transmission, ou recevoir jusqu'à quatre flux spatiaux avec quatre antennes en réception moyennant le multiplexage de quatre flux spatiaux appartenant à quatre utilisateurs différents.

Les techniques à boucle ouverte (BO) sont désignées pour une grande mobilité ou pour une capacité de feedback limitée. Elles fournissent, essentiellement, une robustesse pour l'adaptation du lien en tenant en compte la mobilité du terminal avec des CSI non fréquents en exploitant les statistiques du canal à long terme plutôt que les évanouissement à court terme.

Les techniques MIMO à boucle fermée (BF) exploitent la disponibilité du CSI au niveau de l'émetteur (CSIT) pour améliorer la couverture où augmenter le débit. Dans la MIMO à BF l'émetteur obtient le CSI à partir du feedback où le sondage du canal, et après forme un faisceau (beamforming) ou une matrice de précodage. Le challenge majeur réside dans l'obtention d'un CSI efficace.

- **Perspectives de ce travail**

- La technologie MIMO continue a jouir d'un intérêt primordial parce que en plus d'être retenue comme une technique d'accès en liaison descendante pour la future génération du mobile (LTE-A version 10 & 11) elle est aussi adoptée en liaison montante via ce qu'on est convenu d'appeler le Comp (Coordinated multi point).
- La MIMO continue a être au centre des recherches et de standardisation de la future génération de la téléphonie mobile (5G) en cours notamment en ce qu'on est convenu d'appeler Le "MASSIVE MIMO " qui consiste en une utilisation massive (un nombre plus élevée) d'antennes pour atteindre des débits excédants le 1Gbit/s en DL.

Références Bibliographiques

- [1] E. Telatar, "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels," *Euro. Trans. Telecommun.*, vol. 10, no. 6, Nov. 1999.
- [2] G. J. Fochini, "*Layered Space-time Architecture for Wireless Communication in Fading Environment when Using Multi-Element Antennas*", Bell Labs. Tech. J., vol. 1, Nov. 1996.
- [3] J.G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th ed. McGraw-Hill, 2008.
- [4] D. A. Huffman, .A method for the construction of minimum redundancy codes. in *Proceedings the Institute of Radio Engineers (IRE)*, 1952, pp. 1098.1101.
- [5] P. Guguen, " Techniques multi-antennes émission-réception - applications aux réseaux domestiques sans fil " ; PhD thesis in electrical engineering, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes,2003.
- [6] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, C. U. Press, Ed., 2003.
- [7] W. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. New York, USA : Wiley, 1974.
- [8] J. Lavergnat, *Propagation des ondes radioélectriques : Introduction*, Dunod, Ed., 1997.
- [9] L. Boithias, *Radio Wave Propagation*. McGraw-Hill, 1987.
- [10] P. A. Bello, .Characterization of randomly time-variant linear channels,. *IEEE Transactions on Communications*, pp. 360.393, 1963.
- [11] Generic channel simulator,. BELLO, Inc. Report BTR 103, Final Report under Contract MDA904- 95-C-2078, Tech. Rep., February 1997.
- [12] A. J. Paulraj; D. A. Gore; R. U. Nabar and H. Bölcskei ; "*An Overview of MIMO Communications-A Key to Gigabit wireless*". *PROCEEDINGS OF THE IEEE*, VOL. 92, NO. 2, Février 2004.
- [13] S. Parkvall , E. Englund , A. Furuskär, E. Dahlman, T. Jönsson and A. Paravati; "*LTE Evolution towards IMT-Advanced and Commercial Network Performance*". Ericsson Research Sweeden 2010.
- [14] F. Khan, *LTE for 4G Mobile Broadband: Air Interface Technologies and Performance*. Cambridge University Press 2009.
- [15] A. Ghosh and R. Ratasuk. *Essentials of LTE and LTE-A*. Cambridge University 2011.
- [16] 3GPP TS 36.201, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), LTE physical layer; General description (Release 8)".

- [17] W. Na; "MIMO Techniques in UTRA Long Term Evolution". PhD dissertation, Aalborg University Danmark, 2007.
- [18] G. Berardinelli, Air interface for next generation mobile communication networks: Physical Layer Design; Phd Thesis, Aalborg university Danmark 2010.
- [19] 3GPP TS 36.401, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Architecture description (Release 8)".
- [20] 3GPP TS 36.306, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities(Release 8)".
- [21] 3GPP TS 36.211, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8)".
- [22] H. Holma and A. Toskala. LTE for UMTS: Evolution to LTE-Advanced, Second Edition. John Wiley & sons 2011.
- [23] A. Kumar, A. Mukherjee , K. Mishra and A. K. Chaudhary; "*channel capacity enhancement using MIMO technology*". IEEE-International Conference On Advances In Engineering, Science And Management (ICAESM -2012) March 30, 31, 2012.
- [24] J. Kivaman, Space Time Codes and MIMO Systems. Artech House 2004.
- [25] Y. S. Cho, J. Kim; W. Y. Kang. MIMO OFDM Wireless Communications with Matlab. John Wiley & sons 2010.
- [26] T. L. Marzetta, BLAST training : Estimating channel characteristics for high capacity space- time wireless. Monticello, IL, USA : in Proceedings of the Annual Allerton Conf. Communication, Control and Computing (ACCCC), 1999.
- [27] A. Grant, "*Joint decoding and channel estimation for space-time codes*", vol. 1. Boston, Massachusetts, USA : in Proceedings of the IEEE Vehicular Technologie Conference, September 2000, pp.416.420.
- [28] A. L. Swindlehurst, "*Simultaneous channel estimation and decoding for diagonal space-time codes*", Boston, MA, USA : in Proceedings of the IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Signal Processing (SAMSP), March 2000.
- [29] M. O. Damen, A. Chkeif, and J. C. Bel_ore, .Lattice code decoder for fading channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 5, no. 4, pp. 166.169, May 2000.
- [30] G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "*Detection algorithm an initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture*",. *Electronics Letters*, vol. 1, no. 35, pp. 14.15, January 2000.
- [31] Siew, R. Piechocki, A. Nix, and S. Armour, "*A channel estimation method for MIMO-OFDM systems*". in Proceedings of the London Communications Symposium, 2002.

- [32] M. Dong and L. Tong, "Optimal design and placement of pilot symbols for channel estimation" Salt Lake City, UT, USA : in Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), May 2001.
- [33] Y. G. Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas" *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 1, pp. 67-75, January 2002.
- [34] C. Budianu and L. Tong, "Channel estimation for space-time orthogonal block codes. in Proceedings of the IEEE International Conference Communications (ICC), 2001.
- [35] B. Furht and S. A. Ahson, *Long Term Evolution : 3GPP LTE Radio and Cellular Technology*. Auerbach Publications 2009.
- [36] E. Dahlman; S. Parkval and J. Sköld; 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, Second Edition 2014.
- [37] I. Tzelatis, "Multiuser MIMO for the Downlink of LTE-Advanced", Master Thesis; Technische Universität München 2009.
- [38] www.nokiasiemensnetworks.com/Mimo_Tutorials.
- [39] A. Ghosh and R. Ratasuk, "Multi-Antenna Systems for LTE eNodeB". IEEE 2009.
- [40] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, July 1999.
- [41] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, October 1998.

Abstract

The integration of multi-services: voice, message, multi-media and internet to mobile networks requires a very high Throughput. This need led to development of the first generation of mobile (1G) to gradually reach the fourth generation (4G). Each generation of mobile technology uses its own techniques.

In this paper we will present the MIMO technology in details and we will know its main advantages leading to its adoption by the 3GPP in the downlink access for the air interface of the (4G) generation mobile network with the aim to satisfy the growing demands by the users for high throughput as well as for the quality of the received signal.

Keywords: MIMO, 4G, LTE, SU-MIMO, MU-MIMO, 3GPP.

Résumé

L'intégration des multi-services : voix, message, multi-média et internet aux réseaux mobiles exige un très haut débit. Cette nécessité a poussé à développer les premières générations du mobile (1G) jusqu'à arriver progressivement à la quatrième génération (4G). Chaque génération du mobile a utilisée une technologie qui lui est propre.

Dans ce mémoire nous présentons la technologie MIMO en détail et verrons quelles sont les principaux avantages qu'elle présente, et qui ont amené l'organisme de standardisation 3GPP à l'adopter, en liaison descendante du réseau (4G) du mobile, et ce ci en vue de répondre aux demandes incessantes des utilisateurs en termes aussi bien, de débit ou de l'efficacité spectrale que de la qualité du signal reçu.

Mots-clés : MIMO, 4G, LTE, SU-MIMO, MU-MIMO, 3GPP.

ملخص :

إن إدخال الخدمات المتعددة، صوت، رسالة، الوسائط المعلوماتية، تتطلب تدفقا عاليا.

هذه الحتمية دفعت لتطوير الجيل الأول من شبكات المحمول (1G) حتى الوصول تدريجيا الى الجيل الرابع (4G) كل جيل يستعمل تقنيات خاصة به، أحد المشاكل الكبيرة التي تصادف في استقبال الإشارة هو تعدد المسارات الذي ينجم عنه انعكاسات متعددة، و هو ما يؤدي إلى الإضرار بالإشارة المستقبلية.

في هذه المذكرة سنعرض تقنية الـ (MIMO) بالتفصيل و سنرى ما هي أهم الفوائد التي أدت إلى اعتمادها في الدخول الموجي في الاتجاه النازل أي نحو المستهلك. و هذا من أجل تلبية الطلبات المتزايدة على التدفق العالي،