

<u>REMERCIEMENTS.....</u>	<u>i</u>
<u>NOTATIONS.....</u>	<u>v</u>
<u>CHAPITRE 1</u>	
<u>MODELISATION DU CANAL DE COMMUNICATION MULTI-ANTENNAIRE.....</u>	<u>4</u>
<i>1.1 Présentation.....</i>	<i>4</i>
<i>1.2 Modélisation des systèmes multi-antennaire.....</i>	<i>4</i>
<i>1.3 Canal MIMO.....</i>	<i>6</i>
1.3.1 Modèle théorique.....	6
1.3.2. Gain d’antenne et normalisation.....	7
1.3.3 Corrélation entre antennes.....	8
1.3.4 Modélisation du canal MIMO.....	8
<i>1.4 Caractérisation du canal MIMO.....</i>	<i>9</i>
<i>1.5 Paramètres caractéristiques du canal MIMO.....</i>	<i>10</i>
1.5.1 Décomposition en canaux décorrélés : valeurs propres.....	10
1.5.2 Conditionnement du canal MIMO.....	11
1.5.3 Capacité du canal MIMO.....	12
1.5.4 Techniques et systèmes de mesure.....	15
<i>1.6 Conclusion.....</i>	<i>16</i>
<u>CHAPITRE 2</u>	
<u>LES TECHNIQUES MIMO.....</u>	<u>17</u>
<i>2.1 Technique MIMO avec connaissance du canal à l’émission et à la réception.....</i>	<i>17</i>
2.1.1 Pré-égalisation à puissance uniforme : Eigen Beamforming.....	18
2.1.2 Maximisation de la capacité : Water-filling.....	19
2.1.3 Minimisation du taux d’erreur binaire.....	20

<i>2.2 Techniques MIMO avec connaissance du canal en réception.....</i>	<i>21</i>
2.2.1 Critères de construction.....	22
2.2.2 Maximisation du débit : multiplexage spatial (SDM).....	25
2.2.3 Schémas d'émission.....	25
2.2.4 Réception.....	28
2.2.5 Maximisation des performances : codage espace-temps (STC).....	30
2.2.6 Précodage linéaire pour codage espace-temps.....	38
2.2.7 Codage à dispersion linéaire (LDC).....	40
<i>2.3 Techniques MIMO sans connaissance du canal</i>	<i>42</i>
<i>2.4 Modulations unitaires espace-temps.....</i>	<i>43</i>
<i>2.5 Codes espace-temps différentiels.....</i>	<i>44</i>
<i>2.6 Techniques MIMO en présence de sélectivité fréquentielle.....</i>	<i>46</i>
2.6.1 Transmission mono-porteuse et égalisation.....	47
2.6.2 Transmission multi-porteuses : techniques MIMO-OFDM.....	47
<i>2.7 Conclusion.....</i>	<i>51</i>
<u>CHAPITRE 3</u>	
<u>APPLICATION DE LA TECHNOLOGIE MIMO SUR L'UMTS.....</u>	<u>53</u>
3.1 Introduction.....	53
3.2 Application du MIMO sur l'UMTS.....	53
Modèle MIMO 2×2WCDMA.....	53
3.3 Le simulateur de canaux.....	56
3.3.1 Le SCM (Spatial Channel Model for MIMO simulation): description.....	56
3.3.2 Les deux cas de la simulation.....	57

<i>3.4 Simulation du canal MIMO spatial de l'UMTS.....</i>	<i>58</i>
<i>3.5 Discussion et résultats.....</i>	<i>62</i>
<i>3.5.1 Macrocellule Suburbaine.....</i>	<i>62</i>
<i>3.5.2 Macrocellules urbaine.....</i>	<i>66</i>
<i>3.5.3 Microcellule urbaine.....</i>	<i>68</i>
<i>3.5.4 Interprétations des résultats.....</i>	<i>70</i>
<i>3.6 Conclusion.....</i>	<i>71</i>
<u>CONCLUSION.....</u>	<u>72</u>
<u>ANNEXES 01</u>	
<u>RESEAU UMTS.....</u>	<u>75</u>
<i>A1.1 Introduction</i>	<i>75</i>
<i>A1.2 Présentation du réseau UMTS</i>	<i>75</i>
<i>A1.2.1 Objectifs de l'UMTS</i>	<i>75</i>
<i>A1.2.2 Architecture</i>	<i>75</i>
<i>A1.2.3 L'équipement utilisateur (UE).....</i>	<i>76</i>
<i>A1.2.4 Le réseau d'accès.....</i>	<i>76</i>
<i>A1.2.5 Les interfaces</i>	<i>79</i>
<i>A1.3 Le WCDMA (Wide band CDMA)</i>	<i>83</i>
<i>A1.3.1 La technique d'accès multiple CDMA</i>	<i>83</i>
<i>A1.3.2 Codes de canalisation : (Channelisation Codes)</i>	<i>88</i>
<i>A1.3.3 Codes d'embrouillage (Scrambling Codes)</i>	<i>88</i>
<i>A1.4 Les canaux</i>	<i>89</i>
<u>ANNEXES 2.....</u>	<u>90</u>
<u>ETUDES DES CANAUX MIMO DE RICE.....</u>	<u>90</u>
<i>A2.1 Définition.....</i>	<i>90</i>

<i>A2.2 Le modèle de Kronecker.....</i>	<i>91</i>
A2.2.1 issu d'un champ stationnaire.....	91
A2.2.2 Conclusion sur le modèle.....	92
<i>A2.3 Aspects applicatifs I.....</i>	<i>92</i>
<i>A2.4 Aspects applicatifs II.....</i>	<i>92</i>
<i>A2.5 Aspects applicatifs III.....</i>	<i>93</i>
<i>A2.6 La suite des opérations.....</i>	<i>93</i>
<u>ANNEXES 3.....</u>	<u>94</u>
<u>INTERFACES GRAPHIQUES DU SIMULATEUR DE CANAL MIMO.....</u>	<u>94</u>
<i>A.3.1 Présentation du logiciel.....</i>	<i>94</i>
<i>A.3.2 Démarches de simulation.....</i>	<i>94</i>
A3.2.1 Environnement Suburbaine Macrocellulaires premier cas avec figures.....	95
A3.2.2 Environnement Urbaine Macrocellulaires premier cas avec figures.....	98
A3.2.3 Environnement Urbaine Microcellulaires premier cas avec figures.....	98
A3.2.4 Environnement Suburbaine Macrocellulaires second cas avec figures.....	98
<i>A.3.3 Remarques.....</i>	<i>99</i>
<i>A.3.4 Résultats numériques.....</i>	<i>100</i>
<u>BIBLIOGRAPHIE.....</u>	<u>102</u>
<u>FICHE DE RENSEIGNEMENTS.....</u>	<u>110</u>

NOTATIONS

1. Minuscule latine

α Scalaire α

A	Vecteur a
b	Nombre de voies indépendantes du canal
c_n	Atténuation du n- ^{ième} trajet
h_i	Gain du canal entre antenne émission et réception
n_R	Nombre d'antennes de réception
n_T	Nombre d'antennes d'émission
$p(x)$	Densité de probabilité de x
r_j	Symbole reçu sur l'antenne j
\tilde{S}	Filtre adapté sur le vecteur reçu r
v	Bruit additif
$w_{(.)}$	Gains complexes en réception
y_i	Signal reçu

2. Majuscules latines

A^\dagger	Pseudo-inverse de A
A_n	Vecteur An
B_c	Largeur de bande de cohérence du canal
C	Capacité canal
C_n^p	Coefficient Binomiale
$\mathcal{N}_c(0,1)$	Complexe gaussien, moyenne nulle, variance unité
$E[.]$	Espérance mathématique
F	Matrice de précodage
G	Matrice de décodage
G_R	Gain en réception

G_T	Gain en émission
H	Matrice de canal complexe gaussienne i.i.d.
I_n	Matrice identité de taille n
$I_0(x)$	Fonction de Bessel modifiée d'ordre 0
M	Nombre d'élément antennaire à la réception
N	Nombre d'élément antennaire à l'émission
N_r	Nombre d'antenne à la réception
N_t	Nombre d'antenne à l'émission
$P_e(\cdot)$	Probabilité d'erreur (canal gaussien)
$\bar{P}_e(\cdot)$	Probabilité d'erreur moyenne (canal de Rayleigh)
P_0	Puissance totale du signal à l'émission
P_i	Puissance du i-ième signal transmis
R	Rapidité de modulation
R	Matrice de corrélation du canal
T_b	Période binaire
T_c	Temps de cohérence du canal
T_s	Période symbole
U	Matrices unitaires
V	Matrices unitaires
W	Matrice de Wishart
\hat{X}	Fonction de vraisemblance

3. Minuscules grecques

Constante reliée aux points de la constellation situés à la distance minimale

	Constante reliée à la distance minimale d'une constellation
	Fonction Dirac
	i -ième valeur propre
	Rapport signal sur bruit moyen
	Rapport signal sur bruit en réception
	Permutation
	Variance du bruit
	i -ième valeur singulière
	Retard du n -ième trajet

4. Majuscules grecques

	La matrice diagonale de dimension ($N_r \times N_e$)
--	--

5. Notations spéciales

	Produit de Kronecker
$\langle . \rangle$	Moyenne
	Opérateur de permutation
var(.)	Opérateurs de variance
cov(.)	Opérateurs de covariance
vec(.)	Opérateur « mise en colonne »
$(.)^H$	Opérateur Hermitien

6. Abréviations

3GPP	3rd Generation Partnership Project
AE	Antenna Element
AEA	Antenna Element Array
AMC	Adaptative Modulation and Coding
AMR	Adaptive Multi-Rate
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BLAST	Bell Labs Layered Space-Time
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CAI	Channel Antenna Interference
CSI	Channel State Information
CDMA	Code Division Multiple Access
DBLAST	Diagonal Bell Labs Layered Space-Time
DPCCH	Dedicated Physical Control CHannel
DPDCH	Dedicated Physical Data CHannel
DPSK	Differential phase Shift Keying
E-DCH	Enhanced Dedicated Channel (connue comme HSUPA)
E-DPCCH	Enhanced Dedicated Physical Control CHannel
E-DPDCH	Enhanced Dedicated Physical Data CHannel
ETSI	European Telecommunication Standards Institute
FDD	Frequency Division Duplex
FFT	Transformée de Fourier Rapide

HS-DSCH	High Speed Downlink Shared Channel
HS-SCCH	High-Speed Shared Control Channel
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSPA	High Speed Packet Access (HSDPA + HSUPA)
HSPA +	High Speed Packet Access Plus (also known as HSPA Evolution)
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
ITU	International Telecommunication Union
IFFT	Transformée de Fourier Rapide Inverse
i.i.d.	indépendant et identiquement distribué
ISI	Inter Symbol Interference
LDC	Linear Dispersion Coding
LOS	Line Of Sight
MAQ	Modulation d'Amplitude en Quadrature
MMSE	Minimum Mean Square Error
MSE	Mean Square Error
MS	Mobile Station
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Simple Output
ML	Maximum Likelihood
MRC	Maximum Ratio Combiner
MRT	Maximum Ration Transmitter
MUD	Multi User Detection
NLOS	Non Line Of Sight

NRZ	Non Retour à Zéro
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OSIC	Ordonancy Successive interference Canceling
OSTBC	Orthogonal-Space Time Bloc Coding
PAP	Peak-to-Average Power ratio
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QOSTBC	Quasi Orthogonal-Space Time Bloc Coding
RCSE	Racine Cosinus Surélevé
RF	RadioFrequency
SCM	Spatial Channel Model
SDM	Spatial Division Multiplex
SDMA	Spatial Division Multiple Access
SIMO	Simple Input Multiple Output
SISO	Simple Input Simple Output
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space Time Bloc Coding
STC	Space Time Coding
STTC	Space Time Treillis Coding
STTD	Space-Time Transmit Diversity
SVD	Singular Value Decomposition
TCM	Trellis Coding Modulation
UE	User Equipment

UMTS	Universal Mobile Telecommunication System, also known as WCDMA
USTM	Unitary Space Time Modulation
UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network
VBLAST	Vertical Bell Labs Layered Space-Time
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WF	Water-Filling
ZF	Zero-Forcing

INTRODUCTION

En 1984, M. Jack Winters du Bell Laboratories déposa le premier brevet de la communication sans fil. Ensuite M. Jack Salz publia un article sur le MIMO basé sur les travaux de M. Wintersen 1985. Et, de 1986 à 1995, plusieurs auteurs ont fait publications dans le domaine. En 1996, G. Rayleigh et Gérard J. Foschini ont inventé des nouvelles approches qui pourraient accroître l'efficacité du MIMO. Aussi, il a été démontré que la capacité du canal MIMO augmente avec le nombre d'antennes de façon proportionnelle.

Actuellement, le passage à la troisième génération de la téléphonie mobile permet de multiples services tel que le multimédia, la commutation par paquet et l'accès radio à large bande. Pour cela il est demandé que les débits des communications soient de plus en plus élevés tout en garantissant un temps de traitement transparent pour l'utilisateur. Cependant, l'augmentation en débit des communications doit se faire, tout au moins dans le domaine radio, dans des bandes de transmission de plus en plus rares et de plus en plus chères. De plus en 1949, C. E. Shannon

prouve qu'il existe une efficacité spectrale limite, appelée capacité du canal, que l'on ne peut pas

dépasser si l'on souhaite une transmission sans erreurs. Dans sa démonstration C.E. Shannon prend comme hypothèse de départ un système comprenant une entrée et une sortie (ou SISO). Récemment, des théoriciens de l'information montre qu'en considérant un système à plusieurs entrées et sorties (ou MIMO), la capacité de canal peut augmenter de façon linéaire en fonction du nombre minimum d'entrée et de sortie. En utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception, il est donc théoriquement possible de dépasser la limite théorique énoncée par C.E Shannon qui se limite au cas mono antenne (SISO). De nombreux chercheur voient ainsi en MIMO une solution potentielle pour atteindre en transmission sans fil des débits très élevée. Les travaux théoriques sur les capacités des systèmes MIMO vont ainsi ouvrir la voie à des nombreuses études et travaux de recherche, incluant notamment des stratégies d'émission et de réception exploitant au mieux les potentialités du canal MIMO. Les systèmes MIMO ont l'avantage d'augmenter le débit, mais aussi de lutter efficacement contre les évanouissements du

canal ce qui les rend adaptés aux milieux urbains (nombreuses zones d'ombre dues aux bâtiments). La qualité de service de la transmission s'en trouve améliorée : les pertes totales du signal sont beaucoup moins probables à cause de la redondance spatiale des différents trajets empruntés entre les antennes d'émission et de réception. Parfois l'augmentation du débit rend les coûts de plus en plus élevés pour le fabricant, par contre le coût acceptable pour le consommateur reste constant. Et pour cela il est donc important avant la fabrication, de dimensionner le système (nombre d'antennes à l'émission et à la réception), d'utiliser les meilleures modulations, de choisir les techniques d'allocation de puissance (répartition optimale de la puissance entre les antennes d'émission) adaptées à l'environnement de propagation et ainsi connaître à l'avance les performances du système. Comme aperçu de cette affirmation notons le cas particulier où l'antenne est formée de deux antennes à l'émission et une antenne à la réception, un schéma d'émission le code d'Alamouti associé à un récepteur très simple permet d'exploiter de façon optimale la capacité du canal multi-antenne. Néanmoins pour les autres configurations d'antennes, exploitant des potentialités du canal MIMO nécessite en général des schémas d'émission engendrant une réception relativement complexe surtout en présence de codage de canal où les différentes fonctions de réception doivent être optimisées conjointement. D'après l'étude des techniques MIMO nous allons démontrer qu'avec une même puissance d'émission et une largeur de bande équivalente en SISO on pourrait avoir une capacité canal plus grande sous certaines conditions.

Pour cela, notre travail sera divisé en trois chapitres, dont nous détaillerons comme ci-dessous.

Dans le premier chapitre nous allons parler de la modélisation du canal de communication multi-antennaire, au début nous parlerons du modèle théorique du canal MIMO, ensuite les gains du MIMO par rapport au SISO, et les caractérisations du canal MIMO dont : les paramètres caractéristiques, le conditionnement et la capacité du MIMO par rapport aux autres systèmes multi-antennaires, et enfin une approche sur la technique et les systèmes de mesure.

Dans le second chapitre nous aborderons les techniques MIMO, en premier lieu les techniques MIMO avec connaissance du canal à l'émission et à la réception, les conditions, et les systèmes d'émission et réception permettant d'optimiser cette technique, ensuite les techniques avec connaissance du canal cette fois-ci à la réception, et enfin les techniques MIMO sans connaissance du canal. Dans tout nous essayerons d'approfondir les différentes techniques d'émission et de réception, ainsi que l'optimisation de la capacité canal, en distinguant différents modèles de codage et de modulation leurs inconvénients et leurs points forts, avec des techniques permettant

d'exploiter les diversités spatial, temporel, et fréquentiel.

Enfin dans la troisième et dernier chapitre, nous parlerons du modèle MIMO 2x2 en WCDMA, en exposant l'architecture et les différents blocs composants l'émission et la réception. Ensuite, nous entamerons la partie simulation du canal MIMO de l'UMTS ; l'étude sera divisée en deux cas distincts

CHAPITRE 1

MODELISATION DU CANAL DE COMMUNICATION MULTI-ANTENNAIRE

1.1 Présentation

Un système MIMO peut se représenter sous la forme simplifiée de la figure 1.01. Les données binaires d'information d_n alimentent un bloc de transmission comprenant les fonctions de codage de canal, d'entrelacement, de conversion binaire-Maire et enfin un organe que nous appellerons mapper espace-temps dont le but est d'assigner à chaque antenne les différents symboles. Cette assignation peut se faire avec ajout de redondance, on parlera alors de codage espace-temps, ou bien sans aucune redondance, les données sont alors multiplexées spatialement. Cette assignation spatio-temporelle peut être éventuellement complétée par une pondération suivant l'antenne considérée ou bien par un précodage linéaire spatio-temporel.

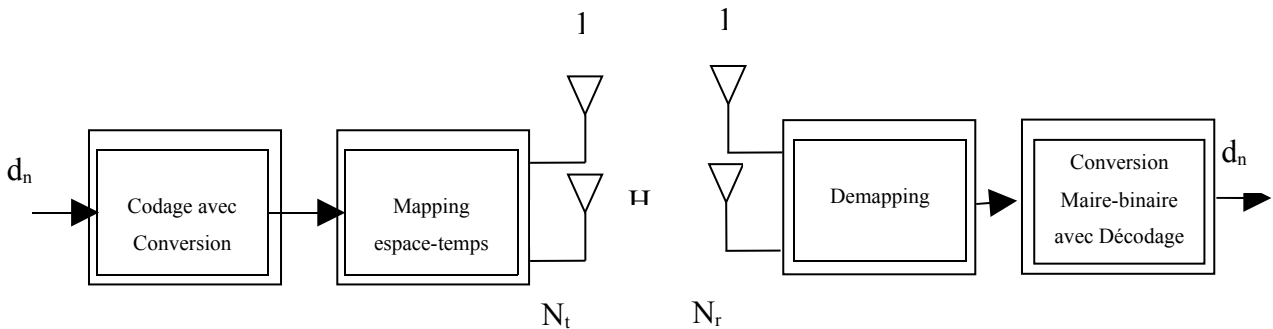


Figure 1.01 : Architecture MIMO générique

En réception, le signal émis est capté simultanément par plusieurs antennes. Un traitement spécifique est alors mis en œuvre pour retrouver le symbole émis à partir des différentes séquences reçues pour chaque antenne. En plus des opérations classiques de conversion Maire-binaire, désentrelacement et décodage de canal, le récepteur comprend un égaliseur (ou détecteur) espace-temps exploitant en général la connaissance du canal (CSI) et dont la structure et la complexité varient suivant l'application et la technique d'émission considérées.

1.2 Modélisation des systèmes multi-antennaire

Pour l'étude du système multi-antennaire nous allons limiter au nombre maximum de deux antennes à l'émission pour le MISO et deux antennes à la réception pour le SIMO, notons que le principe reste le même pour un nombre d'antenne plus important. En premier lieu nous allons voir le :

- SIMO

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

$$y_1 = h_{11}s + n_1$$

$$y_2 = h_{21}s + n_2 \tag{1.01}$$

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 $i^{\text{ème}}$ antenne s est le symbole complexe émis. Alors le symbole peut être estimé par la combinaison linéaire suivante :

$$y = w_1y_1 + w_2y_2 = (w_1h_{11} + w_2h_{21})s + w_1n_1 + w_2n_2 \tag{1.02}$$

où w_1 et w_2 sont des gains complexes en réception.

Une solution possible pour affecter des valeurs à w_1 et w_2 est d'utiliser le MRC (Maximum Ratio Combiner), alors $w_1 = h_{11}^*$ et $w_2 = h_{21}^*$ avec h_{ij} le coefficient complexe du canal entre l'antenne de réception i et l'antenne d'émission j .

- MISO

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

$$y = h_{11}w_1s + h_{12}w_2s + n \tag{1.03}$$

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'information du récepteur vers l'émetteur. Une solution possible, appelée MRT (Maximum Ratio

Transmitter) est de donner les valeurs suivantes aux coefficients : $w_1 = h_{11}^*$ et $w_2 = h_{12}^*$.

1.3 Canal MIMO

1.3.1 Modèle théorique

Dans un premier temps, nous ne considérons qu'un canal multi-antennes à évanouissements plats en fréquence. Cette hypothèse de non sélectivité permet de simplifier aussi bien l'analyse théorique que les récepteurs que nous allons décrire. Chaque antenne d'émission i est reliée à l'antenne de réception j par un canal non sélectif en fréquence caractérisé par son atténuation complexe h_{ij} . Soit S_i le symbole émis sur l'antenne i , le symbole reçu sur l'antenne j s'écrit :

$$r_j = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij} S_i + n_j \quad (1.04)$$

où n_j représente un terme de bruit additif gaussien suivant la loi $\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_n^2)$. La relation précédente s'écrit sous forme matricielle :

$$r = Hs + n \quad (1.05)$$

Avec :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{N_t 1} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{1 N_r} & \dots & h_{N_t N_r} \end{bmatrix} \quad (1.06)$$

Et

$$r = [r_1, \dots, r_{N_r}]^T, \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$$

$$s = [s_1, \dots, s_{N_t}]^T, \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$$

$$n = [n_1, \dots, n_{N_r}]^T, \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$$

1.3.2. Gain d'antenne et normalisation

Supposons N_t antennes d'émission et une antenne de réception. Soit σ_s^2 la variance des symboles s , la puissance totale rayonnée par le système vaut $N_t \sigma_s^2$. Le gain en SNR constaté sur l'antenne de réception est de $10 \log_{10} N_t$ dB comparé à un système SISO. On parle ici de gain de réseau d'antennes d'émission.

Si on suppose maintenant 1 antenne d'émission et N_r antennes de réception, le symbole transmis S_1 va avoir N_r sous canaux différents. Si on applique un filtre adapté sur le vecteur reçu r , on obtient :

$$\tilde{S}_1 = H^H r = \sum_{j=1}^{N_r} |h_{1j}|^2 S_1 + \sum_{j=1}^{N_r} h_{1j}^* n_j \quad (1.07)$$

Le SNR obtenu en sortie de filtre adapté vaut :

$$SNR_{MF}(H) = \sum_{j=1}^{N_r} |h_{1j}|^2 \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \quad (1.08)$$

En supposant $\mathbb{E} [|h_{ij}|^2] = 1$, le SNR moyen s'exprime de la façon suivante :

$$SNR_{MF} = N_r \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \quad (1.09)$$

On fait ainsi apparaître en gain en puissance de $10 \log_{10} N_r$ dB par rapport au cas SISO, appelé gain de réseau d'antennes de réception. Un système MIMO apporte un gain d'antennes qui se décompose en un gain d'antennes d'émission et en un gain d'antennes de réception. D'un point de vue pratique, le gain d'antennes d'émission exprime le fait que la puissance rayonnée totale est N_t fois supérieure au cas SISO. Cependant, il est usuel de comparer des systèmes à même puissance

d'émission et de fait une normalisation à l'émission par $\frac{1}{\sqrt{Nr}}$ peut être effectuée. Le gain d'antennes de réception, qui représente un moyennage du bruit sur les Nr capteurs de réception, est bien réel et doit être pris en considération lors de la paramétrisation finale du système. Dans nos simulations, en plus du gain d'antennes d'émission, le gain d'antennes de réception doit être négligé, afin de mettre en valeur, un autre gain apporté par le système MIMO : le gain en diversité. Cette normalisation est effectuée dans le calcul de $\frac{E_b}{N_0}$. Néanmoins en pratique, le gain d'antennes de réception doit être pris en compte pour avoir une idée des performances réelles de nos systèmes.

1.3.3 Corrélation entre antennes

Lors d'une propagation en milieu réaliste, les évanouissements constatés au niveau du spectre peuvent être corrélés d'un sous-canal à l'autre en particulier lorsque les antennes d'émission et/ou de réception ne sont pas suffisamment espacées. Comme nous le verrons tout au long de ce chapitre, la corrélation spatiale apparaît critique pour une transmission multi-antennes ; il nous appartient donc de la décrire convenablement et d'en proposer un modèle réaliste.

1.3.4 Modélisation du canal MIMO

La propagation des ondes électromagnétiques entre un émetteur et un récepteur est caractérisée par la présence des trajets multiples causés par différents phénomènes tels que la réflexion, la réfraction, la diffusion et la diffraction.

1.3.4.1 Modèles déterministes

Ces modèles sont basés sur une description minutieuse d'un environnement spécifique. Dans cette catégorie, deux approches peuvent être identifiées : les méthodes par tracé de rayons et des techniques basées sur le traitement et l'exploitation des données de mesure. Les modèles basés sur le tracé des rayons, fondés sur des approximations optiques, nécessitent de connaître les spécifications géométriques et électromagnétiques complètes de l'environnement simulé. Ils permettent d'estimer les caractéristiques du canal avec une bonne précision qui dépend intrinsèquement de la description de l'environnement modélisé. Cette méthode est généralement basée sur une description 3D de l'environnement. En outre d'autres modèles peuvent être utilisés

qui sont basés sur les équations de Maxwell, ils nécessitent toutefois des temps de calcul d'autant plus excessifs que l'environnement traité est grand. Un autre type de modèle consiste à enregistrer les données de mesure pour pouvoir ensuite les rejouer. Ainsi les campagnes de mesure de la propagation permettent d'extraire différents paramètres caractéristiques d'un environnement spécifique. Mais ces paramètres sont valables pour des conditions expérimentales données, les simulations ont besoin de grandes ressources en mémoire.

1.3.4.2 Modèles stochastiques

Les modèles stochastiques ont pour but de décrire les paramètres du canal par des lois de variables aléatoires. Le COST 259 Directional Channel Mode est un exemple de modèles statistiques du canal MIMO. On peut également citer les modèles basés sur la géométrie et ceux basé sur la corrélation. Les modèles géométriques considèrent une distribution statistique des diffuseurs autour de la station de base et du mobile. En supposant la présence de rebond unique ou d'un double rebond, le modèle du canal peut être calculé. Ces modèles permettent également de faire varier le canal dans le temps en prenant en compte le déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur. Les modèles les plus couramment utilisés sont certainement les modèles stochastiques gaussiens fondés sur des propriétés de second ordre (corrélation) entre les éléments de la matrice du canal. Le modèle le plus complet consiste en la détermination de la matrice de corrélation entre tous les canaux, ce qui conduit à des calculs complexes qui sont difficiles à interpréter d'un point de vue physique. Pour cette raison et afin de faciliter l'extension des modèles SIMO et MISO existants, d'autres modèles séparant les corrélations à l'émission (Tx) et réception (Rx) sont utilisés.

1.4 Caractérisation du canal MIMO

Pour les systèmes à large bande, l'analyse doit se porter sur les pertes de puissance (estimation de la couverture radioélectrique et du rapport signal sur interférent) et sur la réponse impulsionnelle (estimation des caractéristiques du canal à large bande). Par conséquent, une description précise de la dimension spatiale et temporelle des propriétés du canal est nécessaire pour la conception de système à haut débit, et aussi pour le choix de la topologie du réseau. Pour répondre à cet objectif, une théorie a été proposée tout d'abord dans [4], dans le domaine temporel, puis étendue à une caractérisation spatio-temporelle dans [5] et [6]. Cette théorie de caractérisation spatio-temporelle permet de définir les relations existant entre les différentes représentations possibles du canal de

propagation. Dès lors, de toutes ces représentations, nous pouvons extraire des informations précises liées au degré de cohérence ou de dispersion spatio-temporel du canal. Toutefois, ces paramètres caractéristiques du canal sont très souvent définis dans le cadre d'une hypothèse de travail purement statistique

1.5 Paramètres caractéristiques du canal MIMO

En considérant le canal de transmission MIMO, défini par les réseaux d'antennes Tx et Rx avec le canal de propagation les séparant, plusieurs paramètres peuvent être exploités. Les paramètres les plus utilisés sont les valeurs propres de la matrice du canal, le conditionnement, la capacité et la corrélation.

1.5.1 Décomposition en canaux décorrelés : valeurs propres

La représentation classique du canal repose sur une description considérant $N_r \times N_e$ canaux SISO (figure 1.01) et est modélisée par la matrice de canal notée H . La diagonalisation du canal matriciel correspondant permet d'exprimer le canal comme la superposition de plusieurs sous canaux (ou modes) « propres » décorrelés transportant chacun une fraction du signal transmis. Ainsi, la diagonalisation se matérialise par une décomposition en valeurs singulières de la matrice H tel que :

$$H = U\Sigma V^H \quad (1.10)$$

La matrice diagonale Σ de dimension $(N_r \times N_e)$ contient les N valeurs singulières réelles positives

ou nulles σ_k de la matrice de canal H , où les $\lambda_k = \sigma_k^2$ sont des valeurs propres de la matrice $H.H^H$.

Les matrices U et V sont des matrices unitaires, vérifiant :

$$V.V^H = I_{N_t}$$

$$U.U^H = I_{N_r} \quad (1.11)$$

Ainsi comme illustre la figure 1.02, cette décomposition du canal en valeurs singulières permet

d'assimiler le canal de propagation, constitué de $N_r \times N_t$ canaux plus ou moins corrélés, à N ($N = \min \{N_r, N_t\}$) canaux totalement décorrélés de coefficients de transfert $\lambda_k^{1/2}$. La valeur de ces coefficients dépend du degré de corrélation entre les trajets. Ces valeurs singulières tendent vers zéro lorsque la corrélation augmente.

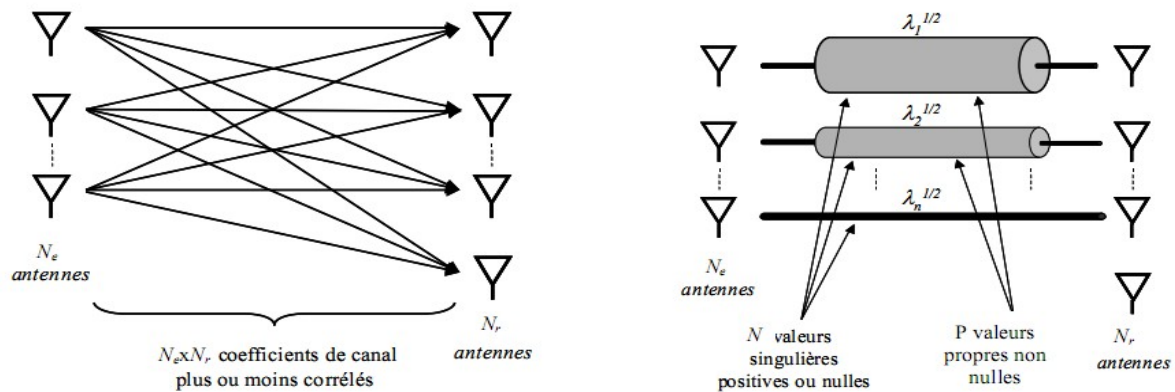


Figure 1.02 : Décomposition d'un canal MIMO en valeurs singulières.

Dans la mesure où la décomposition fournit une représentation équivalente du canal H , les coefficients de transfert du canal (λ_k ou \tilde{h}_{ij} selon la représentation choisie) conservent la même puissance totale :

$$\sum_{k=1}^P \lambda_k = \|H\|^2 = \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} |h_{ij}|^2 \quad (1.12)$$

Cette décomposition montre qu'au plus, P antennes reçoivent un signal. Les autres antennes ($P+1$ à N) associées à des valeurs singulières nulles ne reçoivent que du bruit. Aussi, dans cette représentation équivalente, le nombre effectif d'antennes recevant un signal se limite à P , rang de la matrice H .

1.5.2 Conditionnement du canal MIMO

Ce paramètre nous informe sur la qualité de la liaison. Il est défini par le rapport entre la valeur propre maximale et la valeur propre minimale du canal. Si ce rapport est proche de 1, alors toutes

les voies d'émission peuvent transmettre la même quantité d'information, alors que dans le cas contraire, la liaison est déséquilibrée.

1.5.3 Capacité du canal MIMO

Shannon a démontré qu'il existe un débit d'information en dessous duquel il est possible de transmettre avec une probabilité d'erreur arbitrairement faible en utilisant un codage suffisamment élaboré. Au-dessus de ce débit, la probabilité d'erreur ne peut plus être annulée. Cette grandeur s'appelle capacité du canal que nous notons C (en Bps/Hz).

On définit, dans le cas où la puissance des antennes émettrices est identique, la capacité instantanée du canal par l'expression :

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_{N_r} + \frac{\rho}{N_e} H \cdot H^H \right) \right], N_r \leq N_t \quad (1.13)$$

Où ρ est le rapport signal sur bruit.

Nous pouvons simplifier l'expression précédente en l'écrivant à partir des valeurs propres λ_k de la matrice H ; elle devient alors :

$$C = \sum_{i=1}^P \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_t} \lambda_i \right) \quad (1.14)$$

Dans ce cas où le nombre d'antennes à la réception devient strictement supérieur au nombre d'antennes à l'émission, les expressions précédentes deviennent :

$$C = \log_2 \left[\left(I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} H^H \cdot H \right) \right], N_r > N_e \quad (1.15)$$

ou

$$C = \sum_{i=2}^P \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_t} \lambda_i \right) \quad (1.16)$$

Les expressions précédentes permettent de calculer la capacité pour une réalisation particulière de la matrice canal H . Cette capacité instantanée fluctue au rythme du canal. Aussi, on préfère définir une capacité moyenne du canal.

Le canal fluctuant de façon « aléatoire », la capacité instantanée C peut également être considérée comme une variable aléatoire. Nous définissons la capacité moyenne, C_{moy} , comme l'espérance de C pour toutes les réalisations du canal :

$$C_{moy} = E[C] = E \left[\log_2 \left[\det \left(I_{Nr} + \frac{\rho}{Nt} H \cdot H^H \right) \right] \right], Nr \leq Nt \quad (1.17)$$

ou

$$C_{moy} = E[C] = E \left[\log_2 \left[\det \left(I_{Nr} + \frac{\rho}{Nt} H^H \cdot H \right) \right] \right], Nr \leq Nt \quad (1.18)$$

1.5.3.1 Le capacité canal du système SISO

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

$$C_{SISO} = \log_2(1 + \rho_R) \text{ [Bps/Hz]} \quad (1.19)$$

où ρ_R est le SNR en réception.

Pour de hauts SNR, nous pouvons voir qu'il faut un gain de 3dB au niveau du SNR pour augmenter la capacité de 1 Bps/Hz. En prenant en compte 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) :

$$C_{SISO} = E[\log_2(1 + \rho|h|^2)] \text{ [Bps/Hz]} \quad (1.20)$$

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

1.5.3.2 Le capacité canal du système SIMO

Pour un cas SIMO ou MISO (ici l'exemple sera donné en SIMO), le canal est constitué de n_R coefficients, $h = [h_{11}, h_{21}, \dots, h_{n_R1}]$ distincts où h_{i1} est le coefficient de canal entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception i . La capacité de (1.20) peut alors être généralisée :

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + \rho h h^*) \text{ [Bps/Hz]} \quad (1.21)$$

Systèmes	Capacités
SISO	$C_{SISO} = E[\log_2(1 + \rho h ^2)] \text{ [Bps/Hz]}$
SIMO ou MISO	$C_{SIMO} = \log_2(1 + \rho h h^*) \text{ [Bps/Hz]}$
MIMO	$C_{moy} = E[C] = E \left[\log_2 \left[\det \left(I_{N_r} + \frac{\rho}{N_e} H^H \cdot H \right) \right] \right], N_r \leq N_t$

Tableau 1.01 : *Tableau récapitulant les capacités des systèmes multi-antennaire*

1.5.3.3 Corrélation du canal MIMO

Un des éléments clés associé à la performance d'un canal MIMO est le bon positionnement des antennes. En effet, et en particulier pour les systèmes de faible encombrement, nous ne pouvons pas disposer les antennes de manière quelconque sans prendre le risque d'avoir des liaisons MIMO très fortement corrélées. Pour cela, nous disposons de la matrice de corrélation, notée R_H ,

de dimension égale à $(N_r \times N_e)^2$. Chaque élément de cette matrice est défini par :

$$X/Y = \frac{\text{cov}(X,Y)}{\sqrt{\text{var}(X) \cdot \text{var}(Y)}} \quad (1.22)$$

Où X et Y sont les h_{ij} de la matrice H , $\text{var}(\cdot)$ et $\text{cov}(\cdot, \cdot)$ respectivement les opérateurs de variance et de covariance.

Ainsi, l'évolution de ces critères en fonction d'une variation de l'espacement entre antennes à l'émission et/ou à la réception permet de détecter les points de décorrélation maximale, et donc de

répondre aux problèmes liés à l'architecture des antennes mise en œuvre.

Prenons comme un exemple d'application pour $N=2$ et $M=2$ [10], c'est-à-dire pour un système MIMO (2x2), La matrice de corrélation d'un canal MIMO s'écrit de la manière suivante :

$$R_H = E\{vec(H_{BE}).vec(H_{BE})^H\} \quad (1.23)$$

Où :

$E\{\cdot\}$ est l'opérateur espérance mathématique ;

$vec(\cdot)$ est l'opérateur « mise en colonne » ;

$(\cdot)^H$ est l'opérateur Hermitien correspondant à deux opérations : application du conjugué puis de la transposée à la matrice considérée.

Et :

$$H_{BE} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$$

Le résultat de ce calcul est donc une matrice carrée de dimension :

$$\dim R_H = (\dim H)^2$$

1.5.4 Techniques et systèmes de mesure

Dans la pratique, deux approches principales peuvent être utilisées afin de caractériser la propagation du canal. La première approche mesure directement les coefficients de la matrice du canal MIMO simultanément dans les domaines temporel, fréquentiel et spatial. Cependant, cette méthode présente certaines limites liées au fait que les réseaux d'antennes utilisés lors de la mesure doivent être retenus pour les simulations. La deuxième approche, basée sur le traitement de la fonction de transfert et généralement dénommée mesure doublement directionnelle du canal, permet d'estimer les paramètres des trajets multiples (tel que la direction de départ DoD, la direction d'arrivée DoA, le retard, le décalage Doppler, la polarisation et l'amplitude), en utilisant des techniques de sondage MIMO à haute résolution multidimensionnelle. Avec la connaissance des paramètres de polarisation, cette approche permet de s'affranchir de l'influence des antennes et de l'électronique dans les résultats de mesure et, par conséquent, elle peut être généralisée

facilement. Néanmoins, le choix de l'architecture de l'antenne réseau reste très important afin de bien séparer les trajets multiples en azimut, en élévation et en polarisation.

1.6 Conclusion

Dans cette partie nous avons pu voir que les systèmes multi-antennaires SIMO peut être modélisé par un nombre d'équation au nombre d'antenne à la réception tandis que le MISO est modélisé par une seule équation. Le modèle théorique du canal MIMO peut s'écrire sous forme matricielle, ainsi on pouvait décomposer la matrice canal en canaux décorrélés composés des valeurs propres représentant les coefficients de transfert du canal, et que le rapport entre les valeurs maximal et minimal des valeurs propres permet de déterminer l'équilibre de la transmission des quantités d'information. Par rapport au système SISO le MIMO permet d'avoir des gains suivant le nombre d'antenne à l'émission et à la réception sous certaines conditions.

CHAPITRE 2

LES TECHNIQUES MIMO

2.1 Technique MIMO avec connaissance du canal à l'émission et à la réception

La connaissance de l'état du canal (CSI) en réception est obtenue par exemple en insérant dans la trame des données connues du récepteur (pilotes) puis en appliquant un filtrage de type interpolateur. En revanche la connaissance de l'état du canal à l'émission est moins courante et suppose :

- Soit une voie de retour afin que le récepteur fournisse à l'émetteur son estimation de canal.
- Soit que l'émetteur et le récepteur fonctionnent en mode duplex temporel (TDD) ou fréquentiel (FDD). Le canal est alors sous certaines conditions symétriques, on parle de canal réciproque.

Quelle que soit la méthode utilisée, le canal se doit d'être peu variant à l'échelle temporelle. Les techniques avec CSI à l'émission et à la réception sont donc tout particulièrement adaptées à des environnements fixes et deviennent en général irréalisables en présence de mobilité. La connaissance du canal à l'émission permet de prétraiter le signal d'émission en fonction du canal

qu'il va effectivement traverser tandis qu'en réception un traitement complémentaire est mis en

place. Les deux briques duales sont en général optimisées en fonction d'un critère (maximisation de la capacité, maximisation de vraisemblance (ML), minimisation de la probabilité d'erreur par paire...). Notons enfin que ce type de technique est déjà utilisé en SISO, et se trouve également bien adapté au cas MIMO.

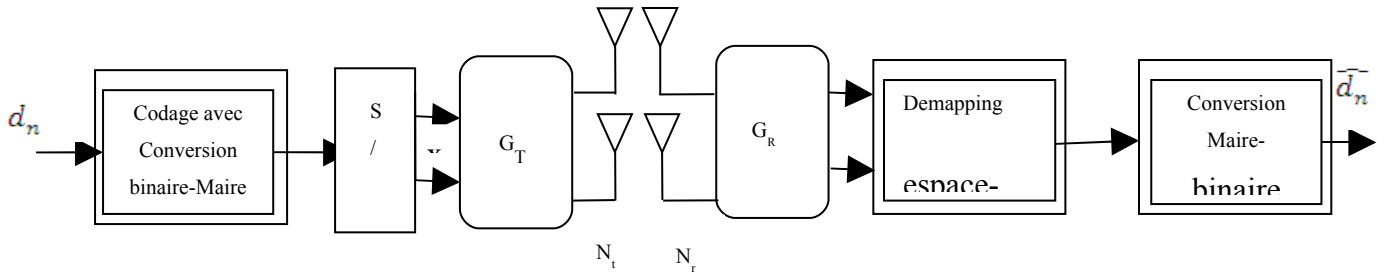


Figure 2.01 : Schéma de pré-égalisation

De façon générale, un système avec CSI à l'émission a une architecture telle que décrite en figure 2.01. Le filtrage d'émission est représenté par la matrice $G_T \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ tandis qu'à la réception il s'agit de $G_R \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$. En considérant encore une fois un canal MIMO non sélectif en fréquence de matrice représentative $H \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$, le vecteur bloc obtenu en sortie de filtrage de réception s'exprime :

$$y = G_R H G_T x + G_R n \quad (2.01)$$

Où $x \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ désigne le vecteur de donnée en sortie de la conversion binaire-Maire. L'allocation en puissance du vecteur x peut être également ajustée en fonction du canal.

2.1.1 Pré-égalisation à puissance uniforme : Eigen Beamforming

Cette technique consiste à diagonaliser le canal MIMO afin de le rendre non sélectif en espace par sous-canaux. Pour ce faire on utilise la décomposition en valeurs singulières vue à la section 1.5.1 de telle sorte que le signal reçu en sortie d'étage RF ait pour forme :

$$r = U \Sigma V^H s + n \quad (2.02)$$

En posant maintenant $G_T = V^H$ et $G_R = U$ on obtient :

$$y = \Sigma x + w \quad (2.03)$$

L'équation précédente peut être reformulée sous forme scalaire :

$$y_k = \begin{cases} \lambda_k^{1/2} x_k + \omega_k & 1 \leq k \leq r \\ \omega_k & r \leq k \leq \min(N_t, N_r) \end{cases} \quad (2.04)$$

L'opération de rotation matricielle n'altère pas la blancheur du bruit, ainsi le canal MIMO se décompose en r canaux SISO gaussiens parallèles. On remarque que l'information est portée par les r modes propres, les modes supplémentaires (s'ils existent) ne contribuant que pour les termes de bruit. L'allocation de puissance du vecteur x est uniforme c'est-à-dire :

$$R_x = \frac{\sigma_s^2 I_{N_t}}{N_t} \quad (2.05)$$

Cependant il est important de noter que l'allocation en puissance réelle des signaux émis ne l'est pas : la puissance émise sur chaque antenne ne sera pas la même. La capacité instantanée obtenue a pour forme :

$$C_{EEF} = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_s^2 \lambda_i}{\sigma_s^2 N_t} \right) \text{ [Bps/Hz]} \quad (2.06)$$

Bien que simple à mettre œuvre, ce système a pour avantage de donner de bonnes performances tout en permettant une poursuite facile de l'estimation du canal à l'émission [13].

2.1.2 Maximisation de la capacité : Water-filling

Ce système a pour but de maximiser la capacité énoncée en (1.13) en optimisant la matrice Φ . La solution optimale est une matrice diagonale de termes diagonaux :

$$\Phi_{ii}^{opt} = \left[\mu - \frac{\sigma_n^2}{\lambda_i} \right]^+ \quad (2.07)$$

où l'opération $(.)^+$ ne conserve que les termes positifs et où μ , appelé niveau de remplissage, est défini tel que :

$$\sum_{i=1}^r \Phi_{ii} = P_s = \sigma_s^2 \quad (2.08)$$

En remarquant que $\Phi = R_x = \mathbb{E}[XX^H]$, on note que la solution optimale consiste à allouer de façon non uniforme la puissance du vecteur x . La capacité correspondante devient :

$$C_{WF} = \sum_i^r \log_2(\mu \lambda_i)^+ \text{ [Bps/Hz]} \quad (2.09)$$

Cette capacité est évidemment très dépendante de la nature du canal. En particulier, un canal de Rice dont le trajet en vue directe (LOS) est prépondérant entraîne une perte importante en capacité. Il en va de même en général, pour les canaux à évanouissements corrélés obtenus lorsque les antennes sont trop rapprochées.

2.1.3 Minimisation du taux d'erreur binaire

Une autre possibilité est de dimensionner les filtres d'émission et de réception de façon à minimiser la probabilité d'erreur par paire $P_r(x_1 \rightarrow x_2)$, avec comme contrainte supplémentaire que ces deux filtres soient extraits des matrices de valeurs propres d'entrée et de sortie :

$$\begin{cases} G_T = V\Theta_T \\ G_R = \Theta_R U^H \end{cases} \quad (2.10)$$

Dans [14], il est montré que G_T et G_R sont solutions de :

$$G_T, G_R = \arg \max_{G_T, G_R} \left[\min_{x_1 \neq x_2} (x_1 - x_2)^H G_T^H H^H G_R^H Q G_R H G_T (x_1 - x_2) \right] \quad (2.11)$$

Où $Q = G_R G_R^H \sigma_n^2$ est la matrice de covariance de bruit équivalent obtenue en réception.

Une solution générale à ce problème est donnée par [15] et [16].

La connaissance de l'état du canal à l'émission permet de déplacer une partie du processus d'égalisation à l'émission et ainsi d'améliorer les performances. En particulier, il est possible de rendre le canal non sélectif en espace en appliquant une diagonalisation matricielle du type SVD. D'autres critères, un peu plus complexes, peuvent être également avancés : le MMSE notamment s'avère très performant [17]. On trouvera enfin dans [18] une bonne description et une évaluation

des différentes stratégies de pré-égalisation pour le canal MIMO.

2.2 Techniques MIMO avec connaissance du canal en réception

En insérant à l'émission des symboles de référence connus à la réception, il est possible, sous l'hypothèse que le canal ne varie pas trop vite en temps et en fréquence d'estimer le canal de

propagation équivalent. Cette insertion de données connues a pour effet d'engendrer une perte en

efficacité spectrale. Au niveau de l'émission, puisque qu'aucune information sur l'état du canal n'est exploitable, l'algorithme mis en place est en général très simple. Dans le domaine MIMO, en

dépit d'efforts d'uniformisation (cf. codes à dispersion linéaire), les techniques d'émission tombent sous deux catégories : les techniques maximisant le débit et celles maximisant la diversité.

Après avoir énoncé les différents critères de construction des schémas d'émission, nous commençons par décrire la technique de multiplexage spatial qui a pour but de maximiser la capacité du canal MIMO. Ensuite nous détaillerons les techniques de codage espace-temps destinées à exploiter la diversité spatiale du canal. Enfin, nous décrivons une solution hybride, dénommée codage à dispersion linéaire, conçue pour une optimisation conjointe de la capacité et de la diversité.

2.2.1 Critères de construction

- Critère de débit

Lorsque la matrice du canal n'est connue qu'en réception, il est montré dans [9] que l'information mutuelle décrite en équation (1.09) est maximisée lorsque $R_S = \frac{\sigma_s^2}{N_t} I_{N_t}$ et que $s \sim \mathcal{N}_c(0,1)$

La formule de la capacité ergodique devient :

$$C_{EP}(N_t, N_r, \sigma_n^2) = \mathbb{E}_H \left\{ \log_2 \det \left(I_{N_r} + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2 N_t} H H^H \right) \right\} \quad [Bps/Hz] \quad (2.12)$$

où l'indice EP signifiant equal-power rappelle qu'une puissance uniforme est allouée à chaque antenne. Comme on l'a vu précédemment le gain en débit par rapport à une transmission SISO est

conditionné par le rang du canal qui définit le nombre de modes indépendants. Au plus ce rang est égal à $\min(N_t, N_r)$.

- Critère de performances

Supposons que l'émetteur transmette sur les différentes antennes d'émission des paquets de Q

données représentés par une matrice $X \in \mathcal{X}$ où $\mathcal{X} \subset \mathbb{C}^{N_T \times Q}$ représente l'ensemble des matrices de

codage correspondant à un codage espace-temps donné. Le signal reçu peut s'exprimer de la façon suivante :

$$R = HX + N \quad (2.13)$$

où $R \in \mathbb{C}^{N_r \times Q}$ représente le signal reçu et $N \in \mathbb{C}^{N_r \times Q}$ les termes de bruit. Le récepteur optimal

recherche la matrice $\hat{X} \in \mathcal{X}$ qui minimise la probabilité d'erreur symbole. En supposant l'équiprobabilité du signal transmis, cette opération revient à maximiser la fonction de vraisemblance associée au système qui admet pour solution :

$$\hat{X} = \operatorname{argmin}_{X \in \mathcal{X}} \|R - HX\|_F^2 \quad (2.14)$$

Encore une fois, l'analyse de la PEP permet de quantifier les performances du système.

En suivant un raisonnement de [19], on calcule la probabilité de détecter la matrice X_2 alors que X_1 a été émise :

$$P(X_1 \rightarrow X_2 | H) = Q \left(\sqrt{\frac{\|X_1 - X_2\|_F^2}{2\sigma_n^2}} \right) \quad (2.15)$$

En invoquant la borne de Chernoff et en moyennant la PEP sur la statistique du canal, on obtient la

borne supérieure suivante :

$$P(X_1 \rightarrow X_2) \leq \frac{1}{2 \det [I_{N_t} + \frac{1}{4\sigma_n^2} (X_2 - X_1)(X_2 - X_1)^H]^{N_r}} \quad (2.16)$$

En développant la matrice $A(X_1, X_2) = (X_1 - X_2)(X_1 - X_2)^H$ en valeurs propres, l'inégalité devient :

$$P(X_1 \rightarrow X_2) \leq \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^r \left(1 + \frac{\lambda_i}{4\sigma_n^2} \right) \right]^{-N_r} \quad (2.17)$$

où l'entier $r \leq N_t$ désigne le rang de la matrice $A(X_1, X_2)$ et $\{\lambda_i\}_i^r = 1$ ses valeurs propres, réelles positives par construction. Pour les forts SNR, la relation précédente se simplifie :

$$P(X_1 \rightarrow X_2) \leq \frac{1}{2} (\prod_{i=1}^r \lambda_i)^{-N_r} \left(\frac{1}{4\sigma_n^2} \right)^{-rN_r} \quad (2.18)$$

On observe que la borne supérieure donnée par l'équation (1.36) se comporte comme

$\left(g_c / 4\sigma_n^2 \right)^{-g_d}$ avec :

$$g_c = (\prod_{i=1}^r \lambda_i)^{1/r} = [\det_+ A(X_1, X_2)]^{1/r} \quad (2.19)$$

$$g_d = rN_r = \text{rang } A(X_1, X_2)N_r \quad (2.20)$$

Le terme g_c représente le gain de codage apporté par le codage espace-temps et se traduit par un décalage horizontal de la courbe de performances en fonction du SNR. Il mesure grossièrement le gain apporté par le codage par rapport à un système non codé opérant à la même diversité. Le terme g_d quant à lui, est appelé gain de diversité et décrit la décroissance exponentielle de la probabilité d'erreur en fonction du SNR. Comme $r \leq N_t$, on remarque que le gain de diversité est au mieux égal à $N_t N_r$. La construction d'un codage espace-temps se fait donc en maximisant de façon conjointe ces deux gains.

2.2.2 Maximisation du débit : multiplexage spatial (SDM)

Le principe du multiplexage spatial (SDM) est l'agencement sans redondance de la séquence d'information suivant l'axe spatial. Le système transmet alors Nt fois plus de symboles utiles par unité de temps qu'un système SISO [22]. Par définition le multiplexage spatial n'exploite pas la diversité d'antenne d'émission mais seulement celle de réception. Afin de retrouver, en réception, toutes les données transmises, il est théoriquement nécessaire que le nombre de symboles indépendants envoyés simultanément sur chaque antenne d'émission ne soit pas supérieur au rang du canal $r = \text{rang}(H)$. Ainsi une condition nécessaire de fonctionnement d'un système à multiplexage spatial est que le nombre d'antennes de réception soit au minimum égal à celui d'émission

2.2.3 Schémas d'émission

Si l'opération physique de multiplexage spatial apparaît évidente (c'est à dire un simple convertisseur série parallèle de dimension égale au nombre d'antennes d'émission), il existe plusieurs possibilités de positionnement des organes de codage de canal, de conversion Maire-binaire et d'entrelacement dans la chaîne d'émission.

- Encodage Diagonal (D-LST)

Pour exploiter la dimension spatio-temporelle du canal MIMO, le groupe BLAST s'est focalisé

sur des solutions à base de techniques classiques de codage canal. Le flux initial est divisé en N_t

voies traitées par un codeur propre. Afin que l'exploitation de la diversité par les différents

codeurs de canal soit optimale, les flux résultants sont ensuite affectés aux antennes d'émission

selon un ordre variant périodiquement par permutation circulaire conférant au signal une structure en strates (ou couches) diagonales qui donnera le nom D-BLAST [22]. On remarque que par cette architecture originale, les inventeurs contournent le problème (non encore résolu à l'époque) du codage espace-temps. Ce schéma d'émission est appelé D-LST.

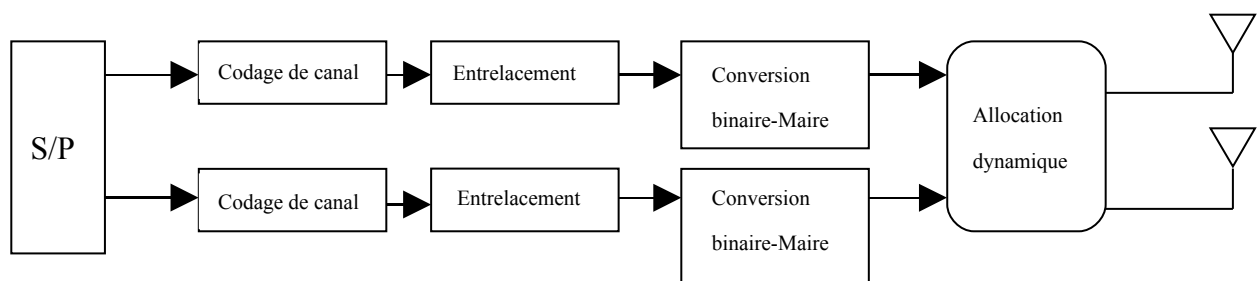


Figure 2.02 : *D-LST Encodage diagonale*

- Encodage Horizontal (H-LST)

La complexité de décodage du D-LST va amener les chercheurs des Bell Labs à considérer des architectures plus simples à mettre en œuvre. Dans le cas du H-LST, un codage de canal et une

conversion binaire-Maire sont effectués pour chaque flux d'antenne si bien que le signal apparaît codé suivant une trajectoire temporelle (ou horizontale).

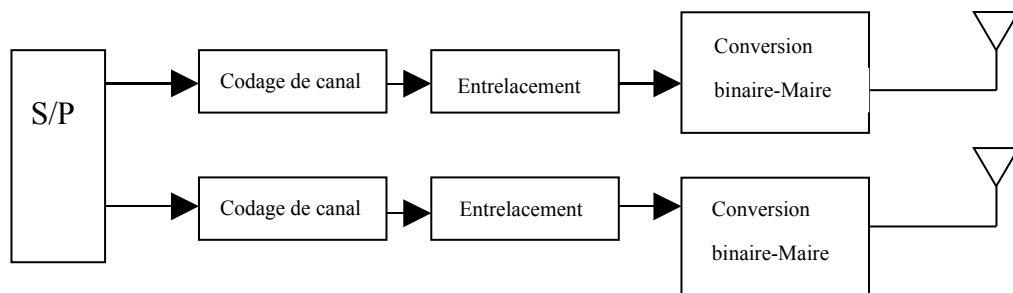


Figure 2.03 : *H-LST Encodage horizontale*

- Encodage Vertical (V-LST)

Une autre possibilité est d'appliquer le codage de canal en amont du démultiplexeur. Dans ce cas le signal est codé suivant une trajectoire spatiale (ou verticale), cette architecture est dénommée V-LST [25]. Ce schéma d'émission peut être également vu comme une extension multi-antennes du concept BICM [19-23]. [24] décrit un tel schéma sous le nom de ST-BICM, désignation que nous conserverons par la suite. L'avantage d'une telle architecture est que le codage de canal lie

les antennes entre elles et permet ainsi de lutter efficacement contre la sélectivité spatiale du canal.

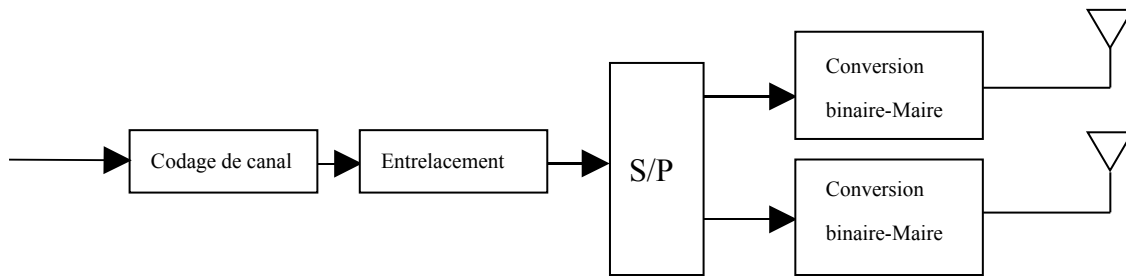


Figure 2.04 : *V-LST Encodage verticale*

2.2.4 Réception

Soit $s \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ le vecteur de données émises simultanément sur les différentes antennes et

$r = Hs + n$ le vecteur reçu correspondant. Le récepteur a pour but de séparer les différents flux

d'émissions mélangés par le canal. D'un point de vue traitement du signal, le canal MIMO apporte de l'interférence entre antennes que nous nommerons CAI. Dans ce qui suit, nous détaillons les

différents algorithmes envisageables classés suivant un ordre décroissant de leur performance qui

correspondra à un ordre également décroissant de leur complexité.

- Maximum de vraisemblance (ML)

La méthode optimale de réception au sens ML consiste à comparer toutes les séquences pouvant avoir été reçues et sélectionner la plus vraisemblable d'entre elles :

$$\hat{s} = \operatorname{argmin}_s \|r - H_s\|^2 \quad (2.21)$$

La complexité d'un tel algorithme est exponentiellement dépendante du nombre d'antennes d'émission et de réception ainsi que du nombre d'états de la modulation. Son utilisation, à des ordres de modulation élevés ou bien pour des configurations à grands nombres d'antennes se révèle très vite complexe. Un décodage sphérique, plus simple à mettre en œuvre, peut être néanmoins utilisé [26].

- Annulation successive d'interférences avec ordonnancement (OSIC)

Un signal multiplexé spatialement possède une structure en couches que l'on peut détecter successivement en supposant que la détection de la couche précédente est parfaite.

L'annulation successive d'interférences est un algorithme emprunté aux techniques de détection multiutilisateurs pour le CDMA. L'analogie avec les systèmes MIMO peut être faite en considérant que chaque couche correspond à un utilisateur virtuel. Le principe consiste à soustraire de façon itérative les contributions apportées par chaque antenne en commençant par celle qui a été la plus favorisée par le canal [24], on parle de détection OSIC. D'une façon générale, toutes les méthodes de décodage héritées de la détection multiutilisateurs (MUD) se prêtent au multiplexage spatial.

- Egalisation MMSE linéaire

Sous la contrainte d'un égaliseur linéaire représenté par la matrice de filtre $w \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ le critère MMSE bloc impose la minimisation suivante :

$$W^{opt} = \operatorname{argmin}_w \mathbb{E}\{\|W^H r - s\|^2\} \quad (2.22)$$

En se servant des résultats énoncés de la section 1.1 dans [19], l'égaliseur MMSE optimal s'écrit de la façon suivante :

$$\hat{s} = \left(H^H H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \right)^{-1} H^H . r \quad (2.23)$$

ainsi :

$$W^{opt,H} = \left(H^H H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \right)^{-1} H^H$$

En comparaison aux techniques précédentes, l'avantage de cette solution réside dans sa simplicité de mise en œuvre. Une inversion de matrice de taille $N_t \times N_r$ est nécessaire pour détecter toutes les couches simultanément.

- Egalisation ZF linéaire

Il est encore possible de simplifier l'algorithme de réception en imposant un critère ZF. L'opération d'égalisation s'écrit:

$$\hat{s} = (H^H H)^{-1} H^H . r \quad (2.24)$$

Le fait que le bruit n'ait plus besoin d'être estimé entraîne une réduction de la complexité. Cependant, le fait de ne pas tenir compte du bruit dans le procédé d'égalisation, entraîne une dégradation notable des performances.

2.2.5 Maximisation des performances : codage espace-temps (STC)

- Codage espace-temps en treillis (STTC)

Le codage espace-temps en treillis (STTC) peut être vu comme une généralisation au cas MIMO des modulations codées en treillis (TCM) développées pour le cas SISO dans [19]. L'émetteur est constitué d'un ensemble de registres à décalage et de fonctions algébriques générant un mot de code de longueur Nt symboles transmis simultanément par les antennes d'émission. En réception, un algorithme de Viterbi est classiquement utilisé pour rechercher le chemin avec la métrique la plus faible donc la plus probable. La figure 2.07 décrit un schéma général d'émission-réception. Un treillis correspondant à un schéma à 2 antennes d'émission et 4 états de phase est présenté en

figure 2.06. Le train binaire est tout d'abord converti en symbole QPSK (numéroté de 0 à 3) puis

encodé en mots de longueur 2 suivant le treillis proposé. Un tel schéma offre une efficacité spectrale de 2 Bps/Hz.

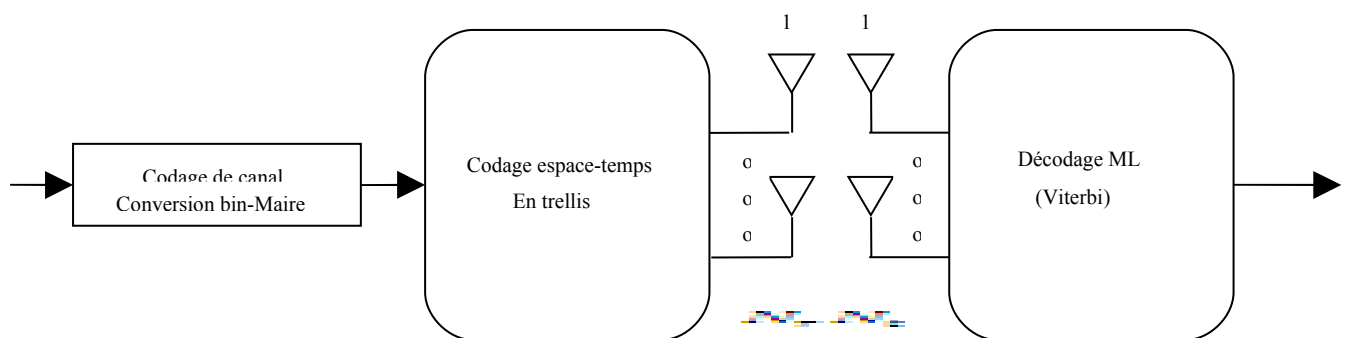


Figure 2.05 : Schéma de codage espace-temps en treillis (STTC)

Si les STTCs exhibent de bonnes performances sur canaux variant lentement dans le temps, ils

souffrent en général de la complexité de décodage due à l'algorithme de Viterbi. Dans [27], on

nous montre qu'il existe un compromis entre le débit R , l'ordre de diversité, la taille de la

constellation $M = 2^m$ et la complexité du treillis. En effet pour un ordre de diversité spatiale de

$d_H N_r$, on a l'inégalité suivante :

$$R \leq \frac{\log_2 A_2 m K(N_t, d_H)}{K} \quad (2.25)$$

Où $A_2 m K(N_t, d_H)$ est le nombre maximal de mots de code de longueur N_t et de distance

Hamming minimale d_H définie sur un alphabet à 2^{mK} éléments. Un résultat immédiat est qu'une

diversité d'ordre $N_t N_r$ ne peut être atteinte avec un STTC que pour un débit au maximum de m

Bps/Hz. Un autre résultat est qu'un STTC offrant une diversité d'ordre d_H comporte un treillis de

complexité $2^{m(d_H-1)}$ minimum.

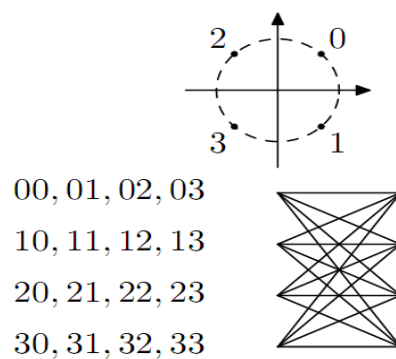


Figure 2.06 : Exemple de treillis pour un système à 2 antennes d'émission et 4 états de phase

- Codage espace-temps en bloc (STBC)

La complexité de décodage des STTCs va amener la communauté scientifique à s'intéresser à d'autres schémas de codage possédant de meilleures propriétés en réception. En 1998, S. Alamouti découvre un schéma pour deux antennes à l'émission dont le détecteur ML correspondant équivaut à un simple égaliseur linéaire [28]. Du fait de cette simplicité d'implémentation, ce code espace-temps (qui prendra par la suite le nom de son auteur), va être très rapidement intégré dans des standards W-CDMA et CDMA-2000. Dès 1999, [29] généralisent le schéma d'Alamouti à un nombre arbitraire d'antennes d'émission et de réception et formalisent ainsi le concept de codage espace-temps en bloc.

- Définition

Un schéma de codage espace-temps en bloc, que nous noterons par la suite S, se représente par une matrice S de taille $T \times N_t$ dont les entrées sont une combinaison linéaire d'éléments pris dans un ensemble de Q symboles complexes à transmettre en y intégrant leurs opposés et conjugués:

$\{\pm s_1, \pm s_2, \dots, \pm s_Q\} \cup \{\pm s_1^*, \pm s_2^*, \dots, \pm s_Q^*\}$ Le principe de codage consiste à assigner $S_{n,i}$ à

l'antenne i au temps symbole $t_0 + nT_s$ avec $1 \leq n \leq T$. On appelle T la latence du code et on définit le rendement du code comme :

$$R_S = \frac{Q}{T} \quad (2.26)$$

Le principe de S. Alamouti est de créer un schéma de codage assurant en réception un découplage des symboles transmis et permettant ainsi un décodage à maximum de vraisemblance linéaire. C'est dans cette optique qu'il s'oriente vers un motif orthogonal dont la matrice S s'exprime :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

La matrice S vérifie la condition d'orthogonalité suivante :

$$\det(S^H S) = \left(\sum_{q=1}^Q |S_q|^2 \right)^{N_t} \quad (2.28)$$

L'ensemble des codes espace-temps en bloc vérifiant cette propriété sont dits orthogonaux, on parle de O-STBC [29].

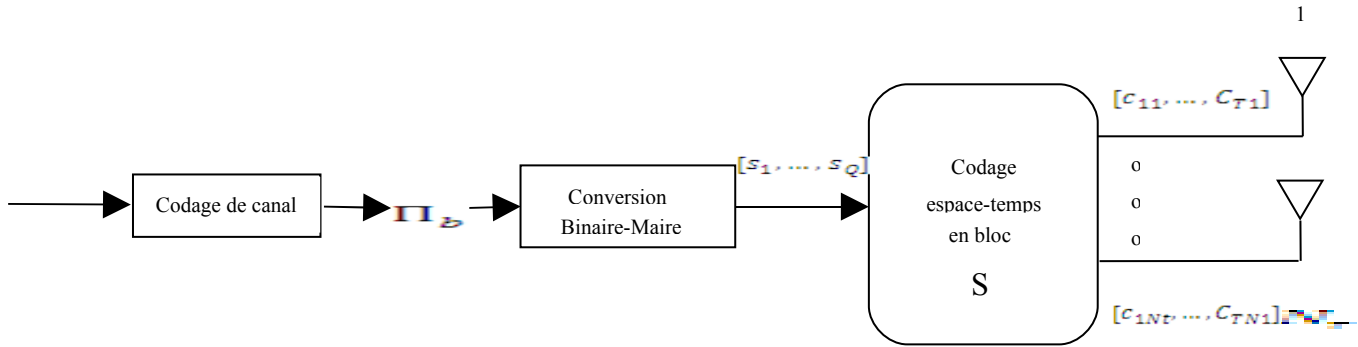


Figure 2.07 : Schéma de codage espace-temps en bloc

- Décodage

Sous l'hypothèse d'un canal à évanouissement plat constant sur T temps d'échantillonnage, le signal reçu s'exprime sous la forme d'une matrice R de taille $N_r \times T$:

$$R = HS^T + N \quad (2.29)$$

En recombinaut le signal reçu en un vecteur équivalent \check{r} de taille $N_r \times T$, S. Alamouti montre qu'il est possible de trouver une expression dépendante du vecteur de données $s = [s_1 \dots s_Q]^T$ s'écrivant :

$$\check{r} = \check{H}s + \check{n} \quad (2.30)$$

où \tilde{H} est une matrice équivalente de taille $T N_t \times Q$ représentant à la fois le canal et le code espace-temps et $\tilde{\boldsymbol{\nu}}$ un vecteur de bruit équivalent. On montre que la condition d'orthogonalité sur S se répercute sur \tilde{H} :

$$\det(\tilde{H}^H \tilde{H}) = \left(\sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^{N_t} |h_{ij}|^2 \right)^Q \quad (2.31)$$

Formons maintenant la métrique nécessaire à l'algorithme ML :

$$\|\tilde{\boldsymbol{y}} - \tilde{H} \boldsymbol{s}\|^2$$

Introduisons-y maintenant la transconjuguée de la matrice équivalente de canal :

$$\|\tilde{H}^H \tilde{\boldsymbol{y}} - \tilde{H}^H \tilde{H} \boldsymbol{s}\|^2$$

Du fait de la propriété d'orthogonalité de \tilde{H} , la métrique se simplifie et peut se découpler pour

chaque symbole s_q en :

$$\left| e_k^T \tilde{H}^H \tilde{\boldsymbol{y}} - \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^{N_t} |h_{ij}|^2 s_q \right|^2 \quad (2.32)$$

On remarque que la complexité de l'algorithme ML est indépendante à la fois du nombre d'antennes et de la latence du code. Ce récepteur est strictement égal à une égalisation linéaire MRC suivie d'un convertisseur Maire-binaire comme le montre la figure 2.08.

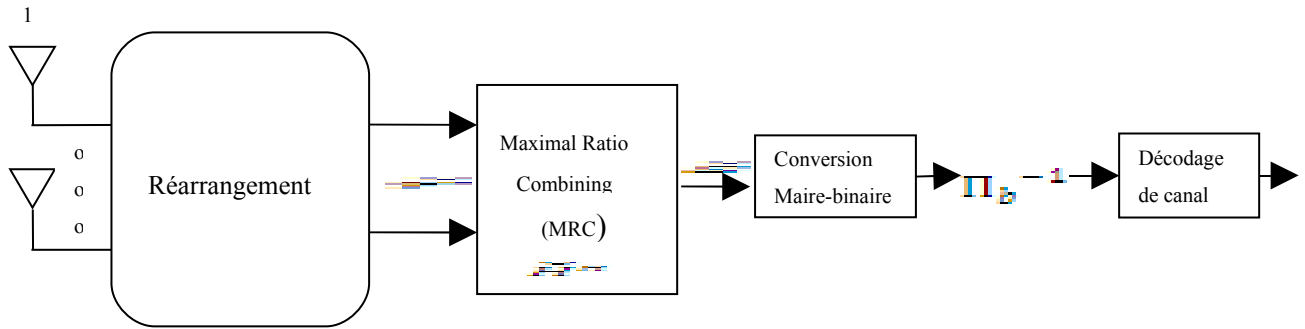


Figure 2.08 : Schéma de réception pour codage espace-temps en bloc

- STBC optimaux et motifs orthogonaux

Nous appelons STBC optimal un schéma de codage vérifiant simultanément les 3 propriétés suivantes :

- Rendement unitaire
- Diversité $N_t N_r$
- Orthogonalité

Comme on peut le voir, le schéma d'Alamouti est un code optimal. La recherche de codes optimaux pour un nombre d'antennes d'émission quelconque a été étudiée dans le cadre des motifs orthogonaux dans [28, 29]. Un motif orthogonal de dimension N_t est défini par une matrice

Θ appartenant au même ensemble que la matrice S , répondant au critère (1.46) et avec comme

contrainte supplémentaire $Q = N_t$ et $T = N_r$. On remarque qu'un motif orthogonal engendre bien

un rendement unitaire : $R_S = 1$ une diversité d'ordre $N_t N_r$ et un décodage simplifié puisque la

matrice est orthogonale. Deux cas sont à distinguer : les motifs orthogonaux réels et ceux

complexes. Dans le cas réel, les entrées de S ont pour valeurs $\pm s_q$ avec $s_q \in \mathbb{R}$. Un résultat issu de

la théorie de Hurwitz-Radon est que les motifs orthogonaux réels sont restreints aux dimensions 2, 4 et 8. En fait, ces trois motifs s'identifient respectivement aux nombres complexes, aux quaternions et aux octonions. L'inconvénient de tels codes réside dans le fait que seules des constellations réelles peuvent être utilisées.

Dans le cas complexe cependant, il est montré que les motifs orthogonaux complexes n'existent que pour la dimension 2 et s'identifient au code d'Alamouti [30, 31].

- STBC sous-optimaux

Dans le cas d'une constellation complexe, les codes optimaux sont limités à deux antennes d'émission, c'est à dire au code d'Alamouti. Pour augmenter le nombre d'antennes d'émission, il est nécessaire de jouer sur une ou plusieurs des 3 contraintes caractérisant les STBC optimaux. Les auteurs de [27] ont d'abord l'idée de réduire le rendement en laissant inchangé la diversité et l'orthogonalité. Dans [28], la preuve est faite qu'il est possible de construire des motifs orthogonaux complexes pour un nombre quelconque d'antennes d'émission lorsque $R_S \leq 1/2$.

Sans donner de méthode de construction générale, les auteurs de [29] fournissent quelques exemples sporadiques de codes à rendement supérieur à la moitié en utilisant la théorie des motifs amicaux. Une autre possibilité est de réduire la diversité apportée par le code. On peut citer par exemple le code d'Alamouti à commutation d'antennes. Le rendement reste néanmoins unitaire, et l'orthogonalité est conservée.

Enfin une dernière possibilité est de casser l'orthogonalité du code afin d'avoir un rendement unitaire et une diversité d'ordre $N_t N_r$. Cependant, cette non-orthogonalité va compliquer sérieusement le décodage. Un compromis intéressant est trouvé par dans [32]. L'idée est de créer un code quasi-orthogonal admettant un décodage à maximum de vraisemblance simplifié (mais cependant plus complexe que le décodage d'un code orthogonal). La matrice de codage d'un tel

code peut s'écrire [32] :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & -s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

La famille de code ainsi créée est baptisée QO-STBC par son auteur. Le terme quasi-orthogonal se justifie lorsque l'on exprime le produit entre la matrice transconjuguée de S et elle-même :

$$S^H S = \begin{bmatrix} \lambda & 0 & 0 & \alpha - \beta \\ 0 & \lambda & \alpha + \beta & 0 \\ 0 & \alpha + \beta & \lambda & 0 \\ \alpha - \beta & 0 & 0 & \lambda \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

avec $\lambda = \sum_{q=1}^4 |s_q|^2$, $\alpha = s_1 s_4^* + s_4 s_1^*$ et $\beta = s_2 s_3^* + s_3 s_2^*$. Des codes aux propriétés identiques sont proposés à la même période par O. [33] et [34].

2.2.6 Précodage linéaire pour codage espace-temps

La diversité apportée par les O-STBC tels que définis dans [29] a pour ordre $N_t N_r$. Comme nous

venons de le voir, ces codes souffrent du fait qu'ils ne s'appliquent qu'à un nombre limité d'antennes d'émissions. En suivant le raisonnement de relâcher la contrainte d'orthogonalité afin d'augmenter le nombre d'antennes d'émission tout en conservant un rendement unitaire (tel qu'a été préconisé dans [30]), il est possible de créer des familles de codes optimisés au sens de la diversité sous la contrainte d'un décodage ML.

Dans le cas SISO, l'optimisation de la diversité a déjà été étudiée dans le cadre du précodage

linéaire sur canaux à évanouissement rapides [19]. Dès 1997, on a étendu la technique de précodage linéaire au cas multi-antennes [37]. Quelques années plus tard on formalise [35,36] cette famille de codes (sous le nom de codes espace-temps à rotation de constellation) en posant des critères de construction inspirés d'après [35, 36]. Le schéma général proposé est le suivant :

soit $\Theta \in \mathbb{R}^{N_t \times N_t}$ une matrice de précodage linéaire et $x \in \mathcal{A}^{N_t \times 1}$ un vecteur de données à transmettre. On définit la matrice diagonale $D_x \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ telle que :

$$D_x = \text{diag}(\theta_1^T x, \dots, \theta_{N_t}^T x) \quad (2.35)$$

Où θ_i^T représente la i-ème ligne de Θ . La matrice de codage espace-temps S est finalement construite en posant :

$$S^T = U D_x \quad (2.36)$$

Où $U \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ est une matrice unitaire permettant d'allouer de façon uniforme la puissance aux différentes antennes d'émission. On note que le code construit a pour paramètres $N_t = T = K$; le rendement est donc unitaire. Sous l'hypothèse d'un décodage ML, les auteurs de [35] énoncent 2 critères portant sur l'optimisation de la matrice Θ .

La propriété de décodage linéaire perdue par cette famille de codage espace-temps entraîne une complexité exponentielle du décodage ML en fonction de la taille des constellations et du nombre d'antennes d'émission. Le décodage par sphère a été proposé pour résoudre en partie ce problème [39].

Néanmoins, dans [38], on propose un décodage linéaire de type MMSE pour des codes espace-temps pré codés construits à partir de matrices SU. Il y est montré que la perte due à l'utilisation d'un algorithme sous-optimal est largement acceptable au regard du gain en simplicité. De plus, la

linéarité du récepteur autorise l'utilisation de grandes tailles de matrice de précodage ainsi que des modulations d'ordre élevé. En présence de codage de canal d'après [19] qu'il est possible de tirer parti à la fois de la diversité du précodage et de la puissance du codage de canal au moyen d'un récepteur itératif.

2.2.7 Codage à dispersion linéaire (LDC)

Nous avons vu que le multiplexage spatial permettait d'exploiter la capacité du canal MIMO. Cependant, le schéma de codage impose un nombre d'antennes de réception au moins aussi important que celui d'émission et ne permet pas l'exploitation de la diversité d'antennes d'émission. Les codes espace-temps en bloc ont, quant à eux, une construction indépendante du nombre d'antennes de réception et exploitent de façon optimale la diversité d'émission ; en contrepartie ils ne permettent pas une augmentation du débit. Les codes à dispersion linéaire (LDC) ont été initialement proposés [40] dans le but de construire des schémas de codage espace-temps apportant un gain de multiplexage spatial, exploitant la diversité d'émission et autorisant des matrices de canal de rang dégénéré. L'idée originale est de proposer une représentation commune pour les codes espace temps en bloc et les techniques à multiplexage spatial et ainsi de procéder à une optimisation commune au sens de la capacité et de la probabilité d'erreur.

Un schéma de codage à dispersion linéaire S répartit en temps et en espace un vecteur de Q

symboles complexes $[s_1, \dots, s_Q]^T$ selon le schéma suivant [40] :

$$S = \sum_{q=1}^Q [Re(s_q)A_q + Im(s_q)B_q] \quad (2.37)$$

Avec $A_q, B_q \in \mathbb{C}^{T \times N_t}$ et $S \in \mathbb{C}^{T \times N_t}$ une matrice de codage espace-temps en bloc telle que définie

en section 1.5.3.1. Par la suite on désigne par \mathcal{LD} l'ensemble des codes à dispersion linéaire.

Les critères de construction de matrices de dispersion optimales sont énoncés dans l'article [40]. Ils sont complétés dans [41]. Des critères supplémentaires peuvent être invoqués : [42] propose

par exemple d'optimiser les performances asymptotiques des codes \mathcal{LD} en optimisant l'erreur

quadratique moyenne minimale (MMSE) et en effectuant une permutation des colonnes des matrices de dispersion.

Tout comme les codes espace-temps en bloc, les codes \mathcal{LD} sont classiquement décodés au moyen d'un algorithme ML. Suivant la propriété d'orthogonalité de S , le critère ML s'identifiera à un simple critère MRC [28]. Encore une fois le décodage par sphère peut être utilisé afin de réduire la complexité de l'algorithme ML [39, 43]. La complexité peut encore être réduite en utilisant des techniques sous-optimales telles que la détection OSIC, ou le filtrage MMSE linéaire.

- Optimisation des LDC : codage espace-temps algébrique

Le codage à dispersion linéaire permet d'exploiter de façon optimale la capacité du canal MIMO au prix de la perte des critères d'optimisation en performances tels que décrits dans [43].

Dans [44, 45], on propose de résoudre ce problème en imposant au mot de code une structure

algébrique afin d'optimiser de façon conjointe la diversité exploitée et le gain de codage. En effet,

le critère de distance minimale non nulle s'exprime, via l'expression du déterminant, comme une fonction polynomiale des éléments des matrices d'erreur entre points de la constellation. Le problème se réduit à construire un polynôme ne possédant pas de racine pour la structure algébrique choisie. Cette théorie des codes algébriques est reprise dans [46], pour construire des codes espace-temps optimisant le débit alloué et les critères de performances. Ces codes sont dénommés TAST par leur auteurs. L'idée est de construire un code espace-temps en bloc à partir

de $L \leq N_t$ strates collectant individuellement le maximum de diversité. Pour cela, on impose à chaque strate une trajectoire diagonale dans l'espace et le temps. A titre d'exemple, la figure 2.09

illustre pour $L = N_t = 4$ la répartition des différentes strates. Chaque strate possède enfin une structure algébrique telle que définie dans [47].

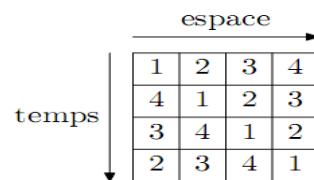


Figure 2.09 : TAST

2.3 Techniques MIMO sans connaissance du canal

La connaissance de l'état du canal en réception nécessite, en général, l'insertion de symboles de

référence (par exemple des pilotes) entraînant une baisse de l'efficacité spectrale. Ceci est d'autant

plus vrai en MIMO, où le fait d'estimer chaque sous-canal de façon indépendante implique une augmentation significative de la proportion de symboles de référence. D'autre part, une estimation de canal peut devenir irréalisable pour des canaux variant rapidement dans le temps (présence de

forte mobilité). Pour remédier à ces différents problèmes, la communauté scientifique s'est intéressée à des techniques de transmission MIMO ne nécessitant aucune information sur le canal aussi bien à l'émission qu'à la réception. Dans [47], dérivent la formule de la capacité d'un système n'ayant pas accès à la réponse du canal et montrent que pour être optimale en termes de débit, la matrice de codage espace-temps $S \in \mathbb{C}^{Q \times N_t}$ doit vérifier :

$$S^H S = Q I_{N_t} \quad (2.38)$$

Avec l'hypothèse supplémentaire $N_t \leq Q \leq T$.

Dans [13, 48], grâce à un raisonnement similaire mais cette fois sur la probabilité d'erreur, les auteurs montrent qu'il est possible de décomposer l'expression de la PEP en un gain de codage et de diversité dépendant non pas de la matrice d'erreur $S_1 - S_2$ mais de la matrice de corrélation

$$S_2^H S_1.$$

2.4 Modulations unitaires espace-temps

Une constellation unitaire temps-espace (USTM) est un ensemble de L matrices unitaires

$S_l \in \mathbb{C}^{Q \times N_t}$ définies telles que [48] :

$$S_l = \sqrt{Q} \Phi_l \quad l = 1, \dots, L \quad (2.39)$$

Avec $\phi_i^H \phi_i = I_{N_t}$. A l'émission, on associe à chaque séquence $[s_1, \dots, s_Q]$ une matrice S_l

appartenant à une constellation donnée de taille $L = 2^{nQ}$ où n désigne le nombre de bits transportés à chaque temps symbole. En réception, le décodeur ML recherche le point de la constellation maximisant la corrélation avec le signal reçu :

$$\hat{\phi} = \arg \max_{\phi_1} [R \phi_1^H \phi_1 R^H] \quad (2.40)$$

La constellation est construite de manière à minimiser la probabilité d'erreur. La taille considérable de ladite constellation (même pour des valeurs raisonnables de n et Q) ajoutée à la

complexité d'optimisation rend la mise en place des USTM relativement difficile. Une méthode systématique, plus simple à mettre en œuvre, est néanmoins proposée dans l'article [48]. L'idée est de générer des matrices unitaires par rotations successives si bien que la matrice de codage espace-temps est définie par :

$$S_l = \Theta^{l-1} \phi \quad l = 1, \dots, L \quad (2.41)$$

Où ϕ est la matrice génératrice et $\Theta \in \mathbb{C}^{Q \times Q}$ une matrice de rotation.

2.5 Codes espace-temps différentiels

Les modulations différentielles (par exemple DPSK) sont depuis longtemps utilisées dans les liaisons SISO afin de se passer d'une estimation de canal en réception. La première extension au cas MIMO est proposée dans [49]. Le principe est de coder la matrice d'information $X(k)$ par transition entre deux matrices espace-temps successives $S(k)$ et $S(k-1)$ selon la formule suivante :

$$S(k) = S(k-1)X(k) \quad (2.42)$$

En supposant le canal constant sur deux temps symbole successifs, les signaux en réception s'écrivent :

$$\begin{cases} R(k-1) = HS(k-1) + N(k-1) \\ R(k) = HS(k-1)X(k) + N(k) \end{cases} \quad (2.43)$$

En combinant les deux équations précédentes, il vient :

$$R(k) = R(k-1)X(k) + [N(k) - N(k-1)X(k)] \quad (2.44)$$

Le canal est éliminé de l'expression, et tout se passe comme si la matrice $X(k)$ passe par un canal virtuel d'atténuation $R(k-1)$ perturbé par un bruit $[N(k) - N(k-1)X(k)]$ assimilé à un processus gaussien centré de variance $2\sigma_n^2$. Par comparaison avec les codes espace-temps

cohérents, les codes espace-temps différentiels possèdent des similarités en termes de construction mais entraînent une perte intrinsèque de 3 dB due à la puissance du bruit équivalent qui est multiplié par deux. On trouvera dans [50], une méthode générale de construction de codes espace-temps basée sur la théorie des groupes, valable quels que soient le nombre d'antennes et la taille de la constellation. Dans [51] sont proposés des codes différentiels unitaires formant un groupe cyclique par rapport à la multiplication matricielle. Les auteurs élaborent par la même occasion une classification de tous les groupes finis de matrices unitaires à diversité maximale. Enfin, une méthode générique de construction de matrice unitaire basée sur la transformée de Cayleigh est présentée dans [52].

2.6 Techniques MIMO en présence de sélectivité fréquentielle

En présence de sélectivité fréquentielle, le signal reçu ne s'exprime plus suivant le modèle théorique donné par l'équation (1.05) ; les techniques développées jusqu'à présent ne sont donc

plus valables. En effet, en plus d'être perturbé par de la CAI, le signal se voit être entaché également d'ISI. Pour lutter contre ces termes d'interférences, on trouve dans la littérature deux approches principales : les schémas de transmission mono-porteuse couplés avec des techniques d'égalisation d'une part et les modulations multi-porteuses associées aux techniques MIMO classiques d'autre part.

2.6.1 Transmission mono-porteuse et égalisation

2.6.1.1 Multiplexage spatial

Dans le cas du multiplexage spatial, il est possible de représenter sous forme matricielle à la fois le schéma de codage et le canal MIMO sélectif en fréquence [53]. Par ce biais, il est possible

d'étendre au cas MIMO, les différents schémas d'égalisation développés dans le cas SISO: la CAI

est alors traitée comme de l'ISI supplémentaire. L'intérêt principal de cette approche réside dans le fait que l'optimisation des filtres ou détecteurs est menée en considérant la dimension spatiale et fréquentielle de façon conjointe. En particulier, les récepteurs de type turbo s'avèrent très performants et permettent une exploitation optimale de la dimension spatiale et fréquentielle [54,

55, 56, 57]. En contrepartie, lorsque N_t et N_r sont grands, la complexité des algorithmes peut s'avérer importante comparativement au cas SISO.

2.6.1.2 Codage espace-temps en bloc

Lors d'une transmission par bloc, l'ISI a pour effet de faire interférer les blocs entre eux. Les

schémas STBC classiques associés à une modulation mono-porteuse se trouvent donc inadaptés aux canaux sélectifs en fréquence

2.6.2 Transmission multi-porteuses : techniques MIMO-OFDM

Comme on vient de le voir, la généralisation aux canaux sélectifs en fréquence des techniques MIMO développées initialement pour les canaux à évanouissements plats n'est pas triviale et peut s'avérer même délicate dès lors que l'on considère des schémas de transmission par bloc (pour

exploiter la diversité d'antenne d'émission notamment). Une autre approche est de rendre au préalable le canal non-sélectif en fréquence afin de pouvoir réutiliser l'ensemble des techniques MIMO bande étroite.

Une méthode pratique pour s'affranchir de l'ISI est la modulation OFDM. La conversion du canal

MIMO sélectif en fréquence en canal MIMO à évanouissements plats se fait en effectuant une modulation et une démodulation OFDM sur chaque flux d'antenne d'émission et de réception comme le montre la figure 2.10. Soient $s_{i,k}$ le symbole envoyé sur la k-ième porteuse de l'antenne i , $n_{j,p}$ le bruit constaté sur le p-ième symbole pris en entrée du démodulateur OFDM de l'antenne j et $r_{j,k}$ le symbole obtenu en sortie de démodulation OFDM sur la k-ième porteuse de l'antenne j ; on pose :

$$s_i = [s_{i,1}, \dots, s_{i,N+\Delta}]^T, \in \mathbb{C}^{(N+\Delta) \times 1}$$

$$n_j = [n_{j,1}, \dots, n_{j,N}]^T, \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

$$r_j = [r_{j,1}, \dots, r_{j,N}]^T, \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

où N désigne la taille de la FFT et Δ la taille de l'intervalle de garde. Nous allons supposer que le canal MIMO sélectif en fréquence est composé de $N_t N_r$ sous canaux SISO élémentaires possédant les propriétés suivantes : sélectivité en fréquence, longueur de canal identique L_t et constance

temporelle sur la durée d'un symbole OFDM. Soit $h_{i,j,l}$ le l -ième coefficient de la réponse impulsionnelle du canal reliant l'antenne d'émission i à l'antenne de réception j , on associe à ce canal la matrice de Toeplitz suivante de dimension $(N + \Delta) \times (N + \Delta + L_t)$:

$$H_{ij} = \begin{bmatrix} h_{ij,0} & h_{ij,1} & \dots & h_{ij,L_t-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_{ij,0} & h_{ij,1} & \dots & h_{ij,L_t-1} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{ij,0} & h_{ij,1} & \dots & h_{ij,L_t-1} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

En utilisant la propriété de linéarité de la FFT, le vecteur r_j s'écrit :

$$r_j = \text{OFDM}^{-1} \left[\sum_{i=1}^{N_t} H_{ij} \text{OFDM}[s_i] \right] + \text{OFDM}^{-1}[n_j]$$

$$= \sum_{i=1}^{N_t} \text{OFDM}^{-1} \left[H_{ij} \text{OFDM}[s_{k,i}] \right] + \text{OFDM}^{-1}[n_j]$$
(2.46)

Où $\text{OFDM}(\cdot)$ représente l'opération de modulation OFDM. Sous l'hypothèse que les paramètres N et Δ sont correctement dimensionnés, la relation (1.05) appliquée à l'équation précédente nous permet d'écrire :

$$r_{j,k} = \sum_{i=1}^{N_t} \hat{H}_{ij,k} s_{i,k} + \tilde{n}_{j,k}$$
(2.47)

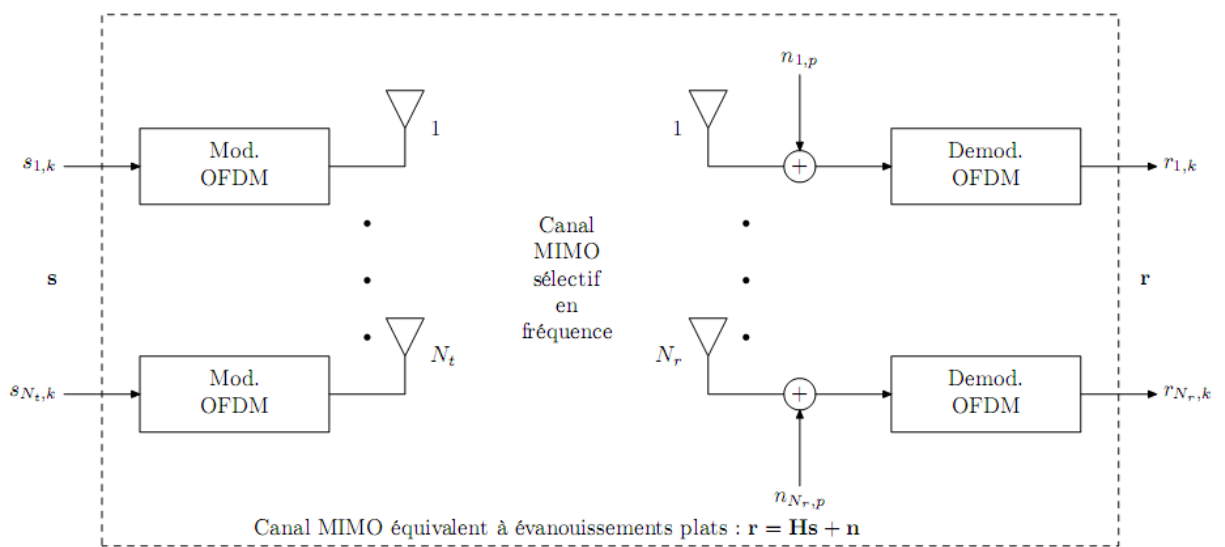


Figure 2.10 : canal MIMO-OFDM

Où $\tilde{n}_{j,k} \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_n^2)$ est un terme de bruit et $\hat{H}_{ij,k}$ désigne le k-ième échantillon de la réponse

fréquentielle du lien i vers j :

$$\hat{H}_{ij,k} = \sum_{l=0}^{L_t-1} h_{ij,l} \cdot \exp\left(\frac{-2\pi lk}{N}\right)$$

La relation (2.41) signifie que le canal équivalent obtenu est non sélectif en fréquence et s'apparente au modèle théorique (1.05). D'un point de vue théorie de l'information comme on montre dans [59], que la capacité d'un système MIMO-OFDM est égale à la capacité du canal

MIMO sélectif en fréquence (en faisant abstraction de la perte en efficacité spectrale due à l'insertion de l'intervalle de garde). Autrement dit, on ne perd pas d'information à traiter en bande étroite le canal MIMO.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit différents techniques de transmission MIMO. Dans un contexte radio-mobile, l'hypothèse de connaissance du canal uniquement en réception est la plus réaliste et de fait la plus utilisée en pratique. Dans l'optique d'exploiter la capacité du canal

MIMO, le multiplexage spatial est une technique efficace et simple à mettre en œuvre à l'émission mais qui nécessite d'une part un nombre d'antennes de réception au minimum égal à celui

d'émission et d'autre part un récepteur qui peut s'avérer complexe. Si en revanche, l'on vise à renforcer la robustesse de la transmission, le codage espace-temps en bloc est une technique très simple permettant d'exploiter la diversité spatiale. Cependant pour des modulations complexes, le codage n'est optimal (en termes de diversité, de rendement et de complexité) que pour le cas particulier de deux antennes d'émission.

Grâce à son schéma d'émission générique, le codage à dispersion linéaire permet de représenter aussi bien le multiplexage spatial, le codage espace-temps en bloc qu'un compromis entre ces deux méthodes. Cela confère aux LDC une grande souplesse d'utilisation et permet un possible d'optimisation conjointe de la diversité spatiale et de la capacité du canal MIMO. Concaténés avec un schéma de codage et de modulation BICM, les LDC possèdent de nombreuses potentialités

aussi bien en termes de performances que de débit mais souffrent d'une réception relativement complexe (dans le cas général). Enfin lorsque le canal MIMO est sélectif en fréquence, ce qui est le cas en pratique, l'association avec l'OFDM présente l'intérêt d'être simple à mettre en œuvre et valable quelle que soit la technique multi-antenne considérée.

Aussi, cette partie nous avons pu montrer l'utilité des systèmes MIMO en terme d'augmentation de capacité [10, 11] (débit par seconde par Hertz Bps/Hz). Ceci a donné un intérêt majeur dans la plupart des applications de communication sans fil. Pour montrer cet intérêt, nous avons aussi montré les capacités des trois systèmes SISO, SIMO et MIMO et observer les gains apportés, en terme de débit. Dans le chapitre suivant nous allons voir l'application de la technologie MIMO sur l'UMTS.

CHAPITRE 3

APPLICATION DE LA TECHNOLOGIE MIMO SUR L'UMTS

3.1 Introduction

Ce chapitre sera divisé en deux parties, en premier lieu nous allons voir l'intégration des technologies MIMO dans l'UMTS, ensuite nous entamons la partie expérimentation du canal de transmission MIMO.

3.2 Application du MIMO sur l'UMTS

Modèle MIMO 2x2WCDMA

Le prototype MIMO développé réutilise les composants du SISO-WCDMA (filtre RCSE, module de recherche, finger). Il est composé de deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices (DIDO : Double Input Double Output), et permet d'atteindre un débit de 500 kbps (2×250 kbps). La figure 3.01 présente l'émetteur.

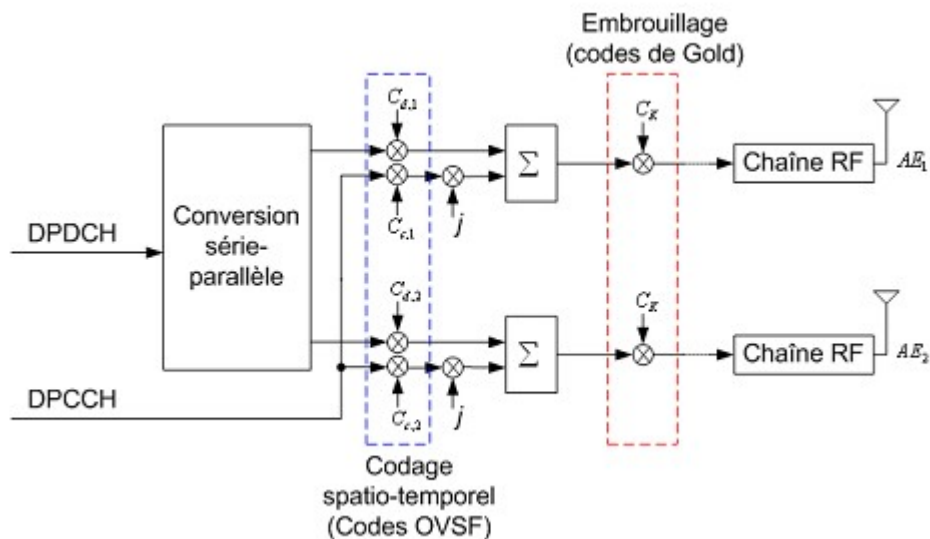


Figure 3.01 : Schéma de transmission du système DIDO-WCDMA

La complexité est identifiée par le récepteur (figure 3.02) et les ressources nécessaires sont

multipliées par un facteur deux, comparé au modèle SISO-WCDMA. Seul le module de recherche n'est pas dupliqué.

L'application de la technique W-CDMA aux systèmes MIMO possède de nombreux avantages qui se résument en trois points : diversité de parcours, diversité d'antennes et multiplexage spatial.

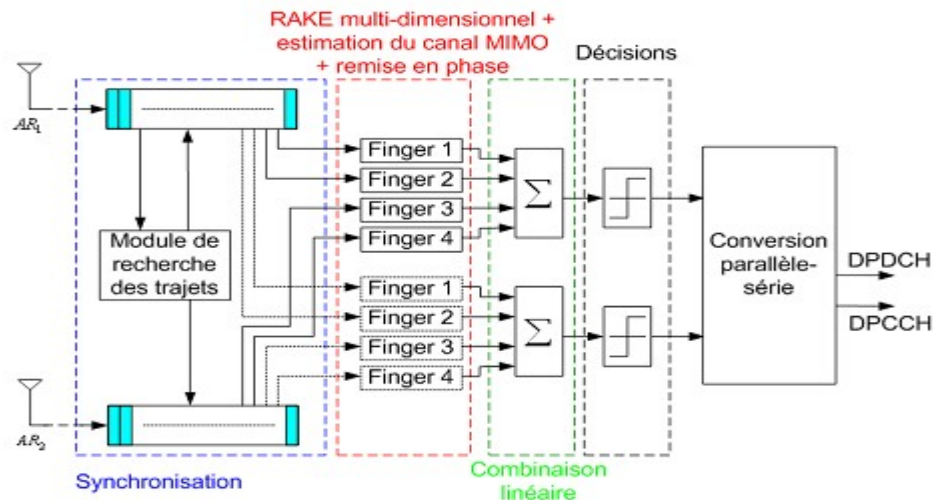


Figure 3.02 : Schéma du récepteur du système DIDO-WCDMA

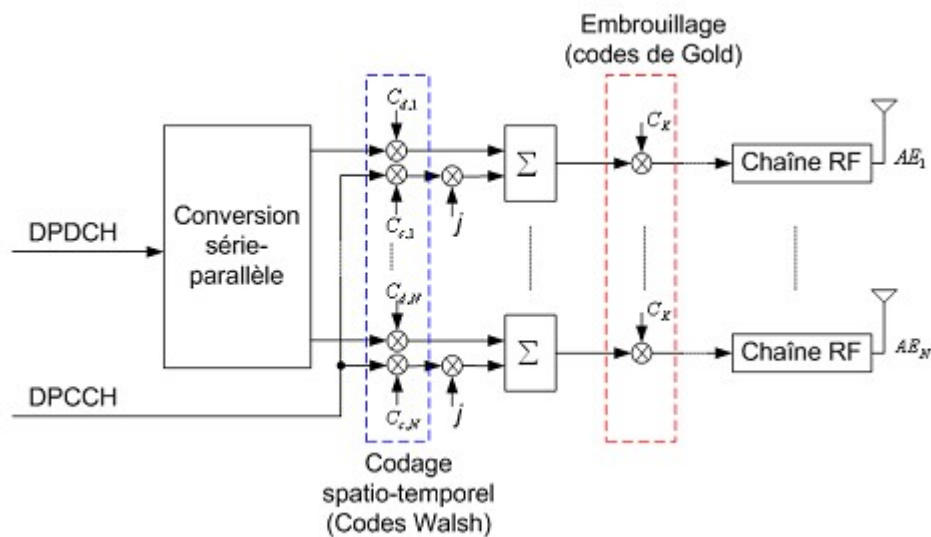


Figure 3.03 : Schéma de transmission pour N antennes émettrices, appliqué par la technique HSUPA.

Cette figure 3.03 illustre la technique de transmission pour N antennes émettrice. Initialement le

flux de données usagers (DPDCH : Dedicated Physical Data CHannel) est dissocié en N flux distincts qui sont codés (ou modulés) indépendamment. Le même canal de contrôle (DPCCH : Dedicated Physical Control CHannel), constitué en partie de symboles pilot, est associé à chacun de ces flux, pour l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal MIMO en réception. Les codes de Walsh appliqués aux N branches sont orthogonaux entre eux. Ils permettent ainsi de distinguer au récepteur les sources d'informations et donc de faciliter le processus de réception. Un deuxième niveau de codage est appliqué (code d'embrouillage : codes de Gold) pour différencier les usagers sur la voie montante. Les N séquences binaires distincts sont émises simultanément et indépendamment (multiplexage spatial), via les N antennes émettrices (AE_i).

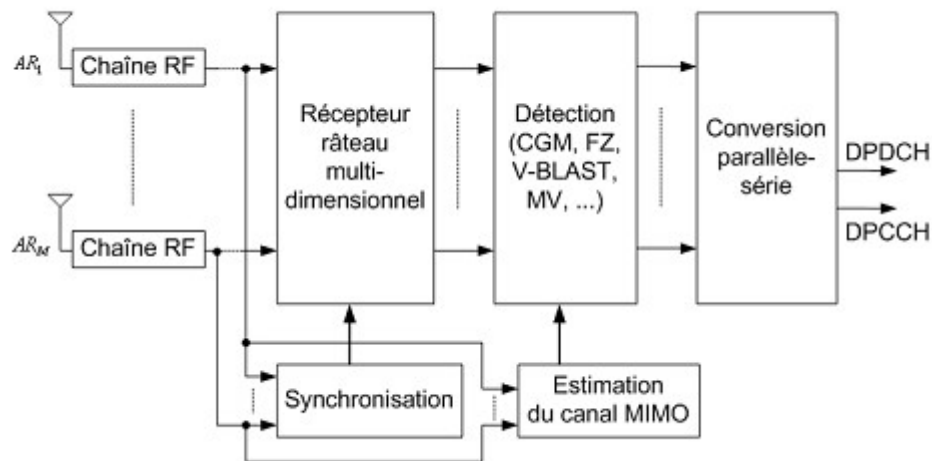


Figure 3.04 : Schéma synoptique du récepteur MIMO

Le récepteur est illustré par la figure 3.04, Les signaux transmis sont perturbés par le canal MIMO large bande et reçus au récepteur, constitué de M antennes réceptrices (AR_i). Les composantes essentielles du récepteur MIMO portent sur un module de synchronisation temporelle, un récepteur RAKE multidimensionnel, un module d'estimation du canal MIMO et un circuit de décodage des symboles. Ensuite, le flux initial codé et transmis est reconstitué. Le module de synchronisation temporelle identifie les retards des signaux transmis. Il transmet ces informations au récepteur RAKE qui se synchronise et effectue l'intégration des échantillons pour fournir en sortie les statistiques sur les symboles transmis. L'estimation du canal MIMO est réalisée en

parallèle. Le module de décodage prend en entrée celle-ci afin de compenser les perturbations du canal MIMO et supprimer les interférences.

3.3 Le simulateur de canaux

On se basera sur la simulation des différents canaux MIMO, quand la réception en un point est composée de tous les sous canaux arrivés à l'antenne à chaque instant, après avoir été dispersée par des objets aux alentours. Chaque rayon est décrit par sa puissance, son délai d'acheminement, et peut être décomposé en un large nombre de sous canaux partageant la même fréquence qui est la fréquence porteuse du signal transmis, en arrivés ces ondes sont en phase aléatoire. Les canaux provenant des canaux devront avoir les mêmes puissances et délai.

3.3.1 Le SCM (Spatial Channel Model for MIMO simulation): description

Dans toute la suite, remarquons que nous étudierons le canal MIMO de l'UMTS, ainsi voici les différents types d'environnement à étudier:

- Macrocellules Suburbaine
- Macrocellules Urbaine
- Microcellule Urbaine

3.3.1.1 Les macrocellules

Les caractéristiques des macrocellules étant :

- Les stations de base ou BS (Base Station) sont distantes de 3Km
- Le modèle de « pathloss » est le COST 231 Hata urbaine propagation modèle
- Angle, délai de propagation et encombrement d'onde seront observés

3.3.1.2 les microcellules

- Moins de 1Km de distance entre les stations de base.
- Le modèle de « pathloss » est le COST 231 Walfish-Ikegami propagation modèle

- Angle, délai de propagation et encombrement d'onde seront observés

3.3.2 Les deux cas de la simulation

On a vu ci-dessus que les caractéristiques des antennes sur BS que sur MS sont importantes pour la bonne implantation de la technique MIMO surtout du point de vue type et positionnement d'antenne, c'est pour cela que dans la suite nous distinguerons deux cas différents.

3.3.2.1 Premier cas

On négligera les polarisations à travers. Le BS et le MS ne reçoivent que des les polarisations verticales. Le BS ou station de base supportera les antennes directionnelles (ou sectorielles) et des antennes omnidirectionnelle. La station de base a pour alternative deux types d'antennes possibles :

- Soient des antennes directives (sectorielles) avec trois ou six secteurs.
- Soient des antennes omnidirectionnelles (polarisation verticale dipôle idéale)

3.3.2.2 Second cas

On utilise la polarisation croisée (ou cross polarisation)

Le BS et le MS peuvent recevoir et transmettre suivant les deux polarisations d'antennes : vertical et horizontal.

Les antennes des BS et MS acceptent les configurations d'antennes « (tilted) ideal dipole » ou dipôle idéale incliné et ou « (tilted) cross polarized » ou antenne croisé et incliné, dipôle paire. Notons que lorsqu'on utilise le dipôle pair, le nombre d'élément d'antennes est double de celui du nombre déclaré.

Et on note aussi que ce premier cas est surtout pour étudier la diversité d'espace et les résultats d'utilisation des antennes directionnelles.

Pour le second cas, on simulera surtout la diversité de polarisation et la diversité spatiale avec diversité de polarisation.

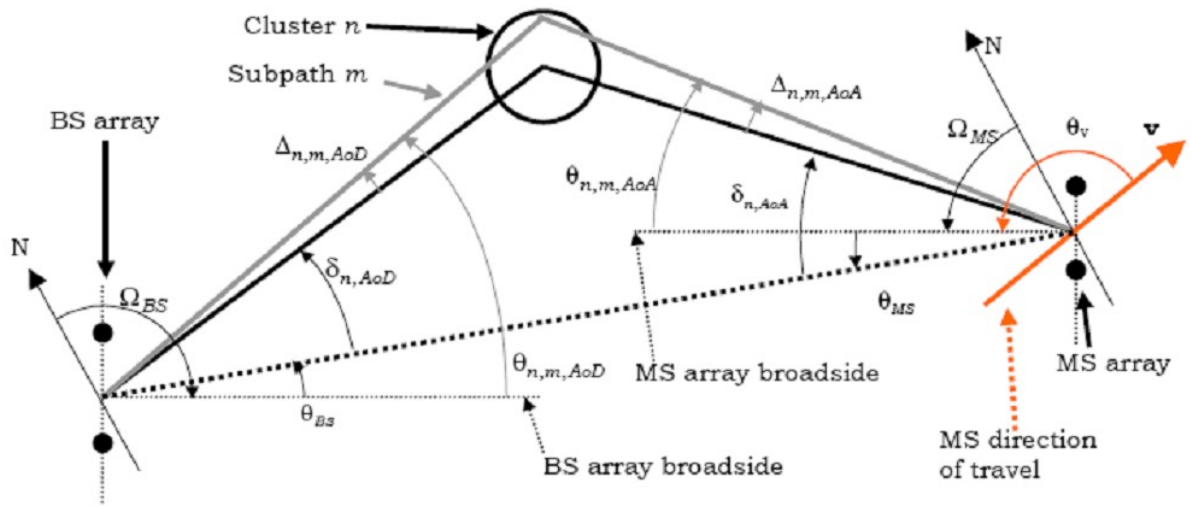


Figure 3.05 : Schéma représentant les différents paramètres du modèle de dispersion géométrique

3.4 Simulation du canal MIMO spatial de l'UMTS

Dans cette partie, nous utiliserons des paramètres relatifs à la figure 3.05 ainsi que d'autres paramètres qui sont très importantes pour le système de transmission numérique. Ces différents paramètres seront classés en deux catégories, ceux dont on attribue des valeurs, et ceux qui vont prendre des valeurs aléatoires afin d'avoir des résultats proche de la réalité. Nous notons que dans le second cas on pourra toujours introduire des valeurs de notre choix.

Voici le premier tableau illustrant les paramètres qu'on attribue des valeurs : Dans ce premier tableau nous figurons d'abord les paramètres primaires pour le premier et le second cas.

Options/Paramètres	Symbole	Valeurs : Par défaut/Attribué		
		Macrocellules Suburbaine	Macrocellules Urbaines	Microcellules Urbaines
Options d'environnement	ENV			
Nb. AE linéaire BS	S	2		
Nb. AE linéaire MS	U	2		
Espacement AE BS	d_{BS}	6λ	4λ	2λ
Espacement AE MS	d_{MS}	0.4λ		
AS sur BS Par Path	BSAS	2^0	2^0	5^0

AS sur MS Par Path	MSAS	35°
Nb. paths	N	6
Nb. subpaths	M	20

Tableau 3.01 : Paramètres primaires pour le premier et le second cas de simulation

Options/Paramètres	Symboles	Valeurs : Par défaut/Attribué
Fréquence porteuse	f_c	2 GHz
Vélocité MS	V	60 Km/h
Durée coupure	t	0.1s
Durée coupure Trame	T	1ms
Nb. coupure	D	2

Tableau 3.02 : Paramètres primaires pour le premier et le second cas de simulation

Options/Paramètres	Symboles	Valeurs : Par défaut/Attribué		
Options d'environnement	ENV	Macrocellules Suburbaine	Macrocellules Urbaines	Microcellules Urbaines
Discrimination polarisation Croisé	XPD	15 dB	10 dB	8 dB
Inclinaison Ant. BS	α_{BS}	0°		
Inclinaison Ant. MS	β_{MS}	0°		

Tableau 3.03 : Autres paramètres primaires pour le second cas de simulation seulement

Options/Paramètres	Symboles	Valeurs : Par défaut/Attribué		
Options d'environnement	ENV	Macrocellules Suburbaine	Macrocellules Urbaines	Microcellules Urbaines
Rayon cellules	R	1700	1200	500
Rap. Signal/Bruit	SNR	15 dB		

Tableau 3.04 : Paramètres secondaire/additionnel : premier et second cas de simulation.

Options/Paramètres	Symboles	Valeurs : Par défaut/Attribué		
Options d'environnement	ENV	Macrocellules Suburbaine	Macrocellules Urbaines	Microcellules Urbaines

σ_{AOD}/σ_{AS}	r_{AS}	1.2	1.3	N/A
$\sigma_{delays}/\sigma_{DS}$	r_{DS}	1.4	1.7	N/A

Tableau 3.05: Paramètres premier et second cas de simulation pour macrocellules.

Options/Paramètres	Symboles	Valeurs : Par défaut/Attribué			Types
Options d'environnement	ENV	Macrocellules Suburbaine	Macrocellules Urbaines	Microcellules Urbaines	N/A
BS/Path AOD Distr.	BSppD	N/A		40°	[40°, 180°]
Délai étalement	DS	N/A		1.2 μs	Pos. Réel

Tableau 3.06: Paramètres premier et second cas de simulation pour microcellules.

Options/Paramètres	Symboles	Valeurs : Par défaut/Attribué			Types
Options d'environnement	ENV	Macrocellules Suburbaines	Macrocellules Urbaines	Microcellules Urbaines	ENV
LN shadowing	σ_{SH}	8 dB	8 dB	10 dB	Réel
AS sur BS	σ_{AS}	$\mu_{AS} = 0.69$ $\varepsilon_{AS} = 0.13$	$\mu_{AS} = 0.81$ $\varepsilon_{AS} = 0.34$	N/A	Réel
					Réel
					Réel
					Réel
Délai Etalement	σ_{DS}	$\mu_{DS} = -6.80$ $\varepsilon_{DS} = 0.288$	$\mu_{DS} = -6.18$ $\varepsilon_{DS} = 0.18$		Réel
AS-DS Corrélation	σ_{AS-DS}	0.6	0.6		
SF-AS Corrélation	σ_{SF-AS}	-0.5	-0.5		
SF-DS Corrélation	σ_{SF-DS}	-0.5	-0.5		

Tableau 3.07: Paramètres premier et second cas de simulation pour AS, DS, SF.

Simulation du premier cas

Rappelons que le premier cas concerne les deux types d'antennes sectorielles possédants deux configuration différentes tel que sectorielles et omnidirectionnelles.

1er cas environnement Macrocellules Suburbaines antennes trois secteurs

Dans un macrocellule suburabaine avec antenne à trois secteurs, nous avons un déplacement de vitesse relative 60Km/h pour le MS ainsi avec les paramètres du tableau 3.08 le cas SISO (c'est à dire S=1 et U=1) :

Paramètres	Valeurs
Nb. Antennes BS :S	1
Nb. Antennes MS :U	1
Nb. Canaux (Path :Cluster) :N	6
Nb. Sous-canaux (SubPath) :M	20
Dist. Entre AE BS :dBS	6λ
Dist Entre AE MS :dMS	0.4λ
Fréquence Porteuse	2 GHz
Distance entre BS et MS	976m

Tableau 3.08 : Les paramètres d'entrée du simulation

2er Cas pour les Macrocellules Suburbaines

A la différence du cas précédent nous avons des paramètres supplémentaires qui ne sont disponibles que pour ce cas, rappelons que dans ce second cas l'émetteur et le récepteur prend en compte la polarisation verticale et horizontale. Comme le cas précédent simulons d'abord le cas SISO afin d'avoir une comparaison par rapport au MIMO, voici le tableau récapitulant les paramètres :

Paramètres	Valeurs
XPD	15dBs
Incl. Antennes BS par rapport axe Z	0°
Incl. Antennes MS par rapport axe Z	0°

Nb. Antennes BS :S	1
Nb. Antennes MS :U	1
Nb. Canaux (Path :Cluster) :N	6
Nb. Sous-canaux (SubPath) :M	20
Dist. Entre AE BS :dBS	6λ
Dist Entre AE MS :dMS	0.4λ
Fréquence Porteuse	2 GHz
Distance entre BS et MS	696m

Tableau 3.09 : Les paramètres d'entrée de la simulation

3.5 Discussion et résultats

Dans le but d'avoir des résultats comparatifs, nous avons réalisé toutes les simulations dans les mêmes conditions paramétriques, mais avec une mobilité du MS. On va réaliser une évaluation dans les deux cas.

3.5.1 Macrocellule Suburbaine

- Analyse du premier cas

Le premier paramètre important est le type d'antenne, car pour des mêmes paramètres on a constaté des résultats différents.

Capacité canal SISO

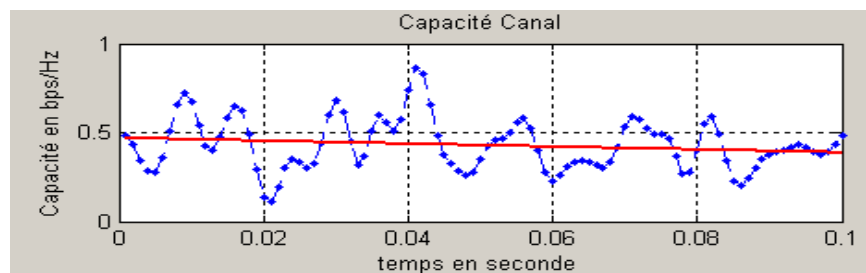


Figure 3.06 : Capacité canal SISO antennes trois secteurs.

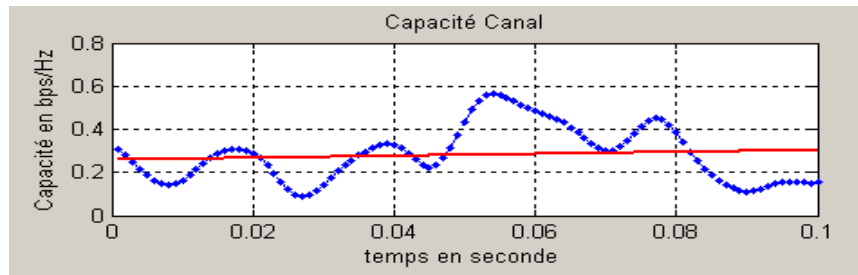


Figure 3.07 : *Capacité canal SISO antennes six secteurs.*

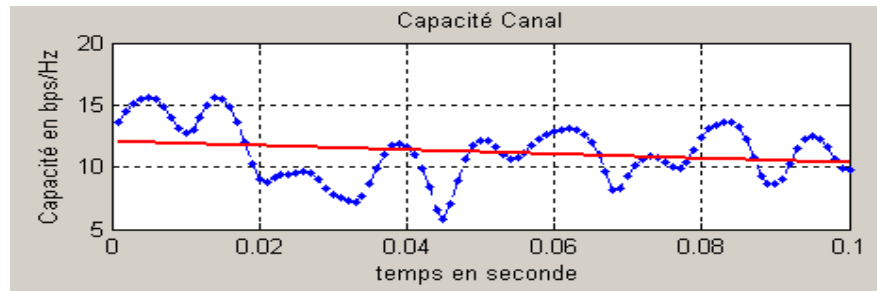


Figure 3.08 : *Capacité canal SISO: antenne omnidirectionnelle.*

Récapitulation des résultats suivant le type d'antenne en SISO, notons que dans tous nos expériences l'intervalle est $[0, 0.1]$ seconde avec un pas de 0.02 seconde.

Nous en déduisons alors que l'antenne omnidirectionnelle a le plus de capacité canal que les deux autres types d'antenne.

Analysons aussi le cas MIMO, pour les trois types d'antennes,

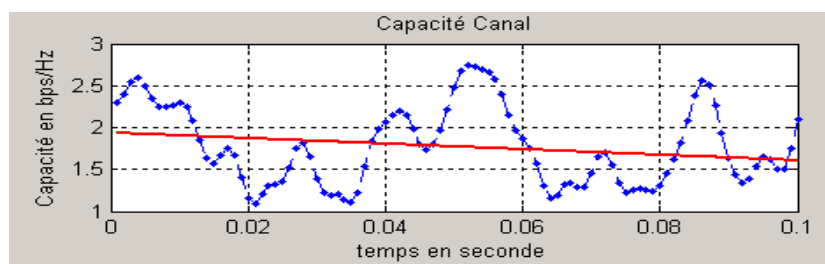


Figure 3.09 : *Capacité canal MIMO pour antennes trois secteurs.*

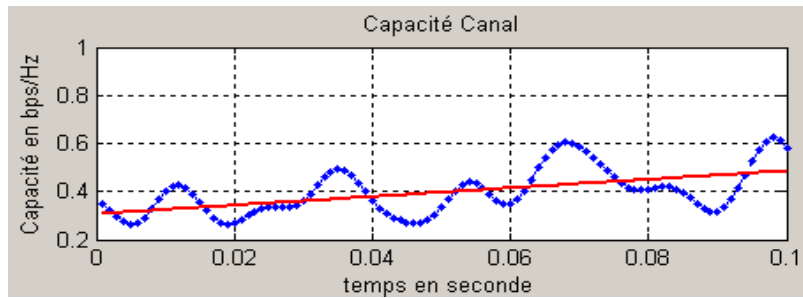


Figure 3.10 : *Capacité canal MIMO pour antennes six secteurs.*

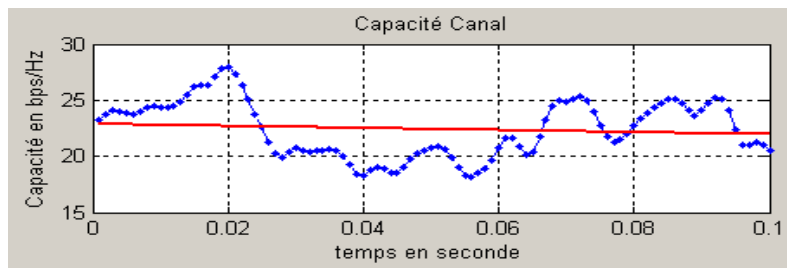


Figure 3.11 : *Capacité canal MIMO pour antenne omnidirectionnelle.*

Types d'antennes	Moyenne de la Capacité (en bit/s/Hz) Technologies	
	SISO	MIMO
	Antennes trois secteurs	0.4
Antennes 6 secteurs	0.3	0.4
Antenne omnidirectionnelle	12	16

Tableau 3.10 : *Comparaison des trois types d'antennes en MIMO : premier cas*

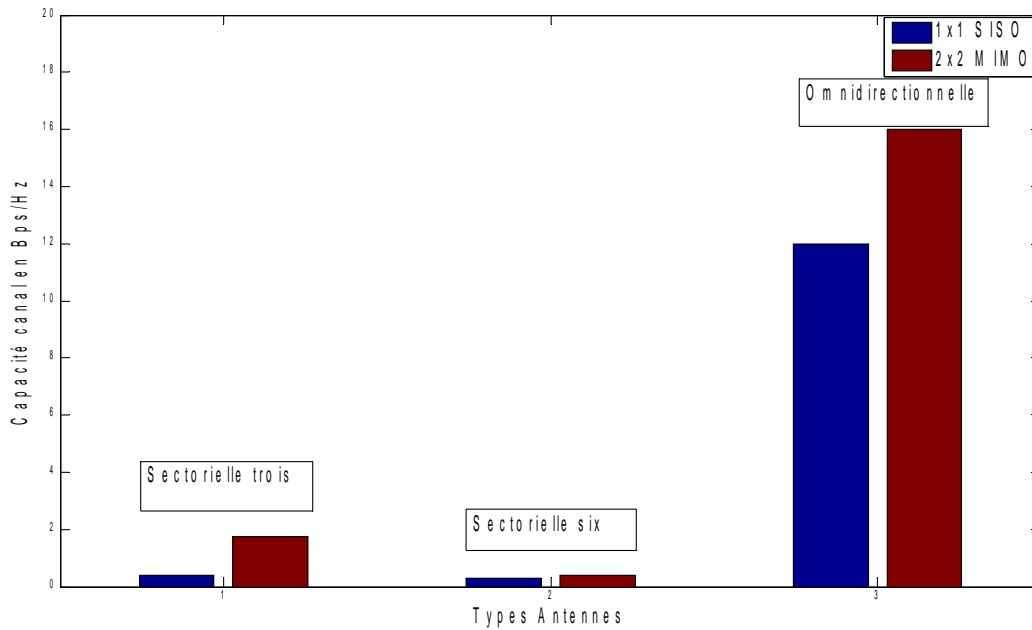


Figure 3.12 : *Comparaison de la capacité canal SISO/MIMO*

- Analyse du second cas

En effectuant les simulations, nous obtenons les résultats suivants :

Types d'antennes	Moyenne de la Capacité (en bit/s/Hz) Technologies	
	SISO	MIMO
	Dipôle croisé : émetteur-récepteur	10
Dipôle : émetteur-récepteur	14	21
Dipôle émetteur et dipôle croisé récepteur	7.5	15

Tableau 3.11 : *Comparaison des trois types de configuration d'antennes en MIMO : second cas*

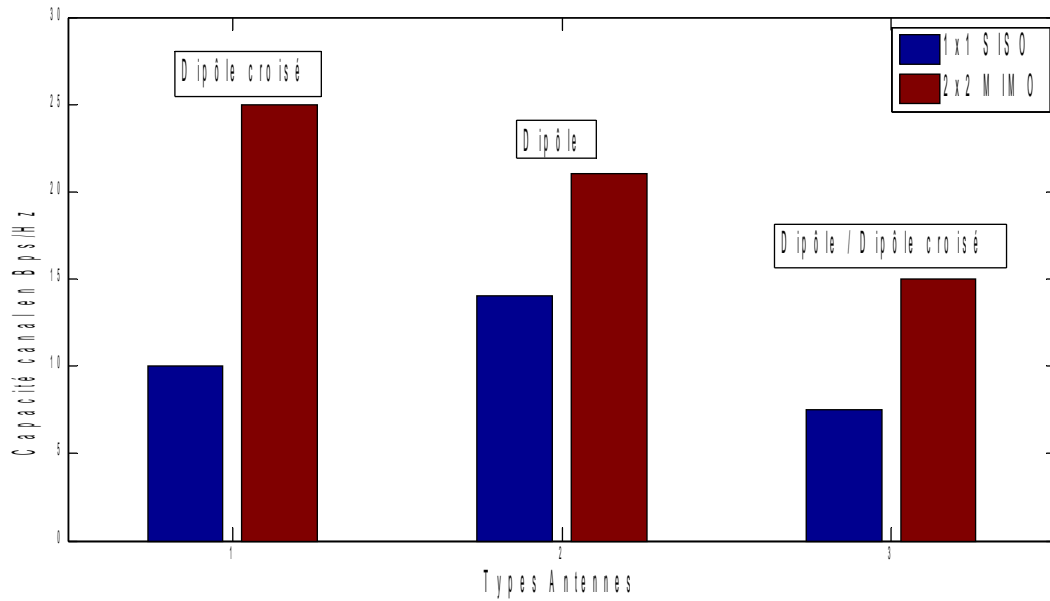


Figure 3.13 : Comparaison des trois types de configuration d’antennes en SISO/MIMO : second cas

3.5.2 Macrocellules urbaine

- Premier cas

Dans ce qui suit nous allons directement présenter les résultats sous forme de tableau et de graphe.

Types d’antennes	Moyenne de la Capacité (en bit/s/Hz)	
	Technologies	
	SISO	MIMO
Antennes trois secteurs	1	2
Antennes 6 secteurs	0.25	13
Antenne omnidirectionnelle	14	18

Tableau 3.12 : Comparaison des trois types de configuration d’antennes en MIMO : premier cas

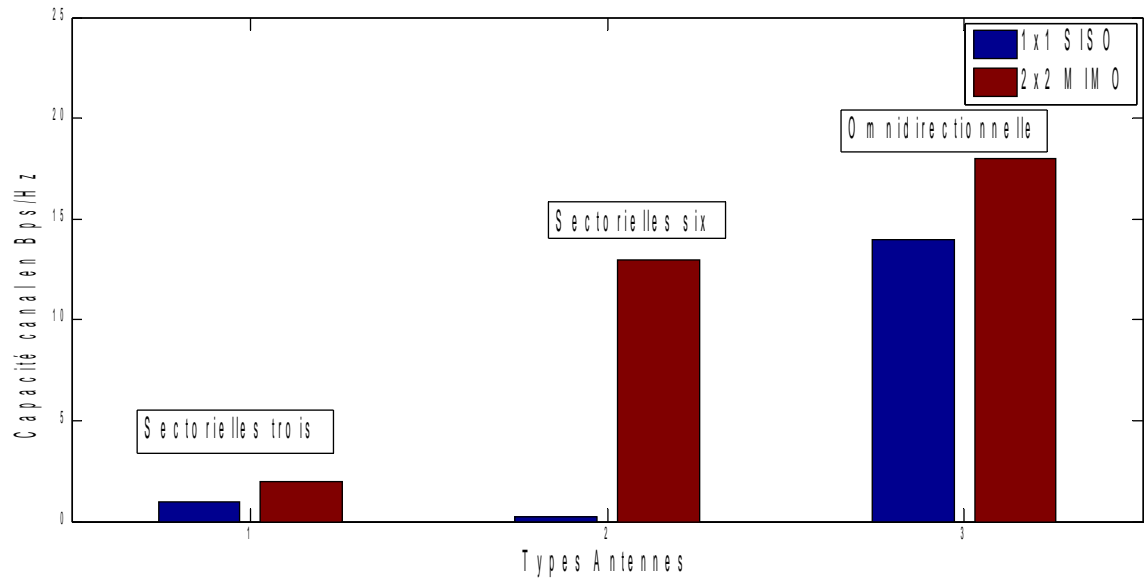


Figure 3.14 : Comparaison des trois types de configuration d'antennes en SISO/MIMO : premier cas

- Second cas

Types d'antennes	Moyenne de la Capacité (en bit/s/Hz)	
	Technologies	
	SISO	MIMO
Dipôle croisé : émetteur-récepteur	12	19
Dipôle : émetteur-récepteur	14	22
Dipôle émetteur et dipôle croisé récepteur	10	15

Tableau 3.13 : Comparaison des trois types de configuration d'antennes en SISO/MIMO : second cas

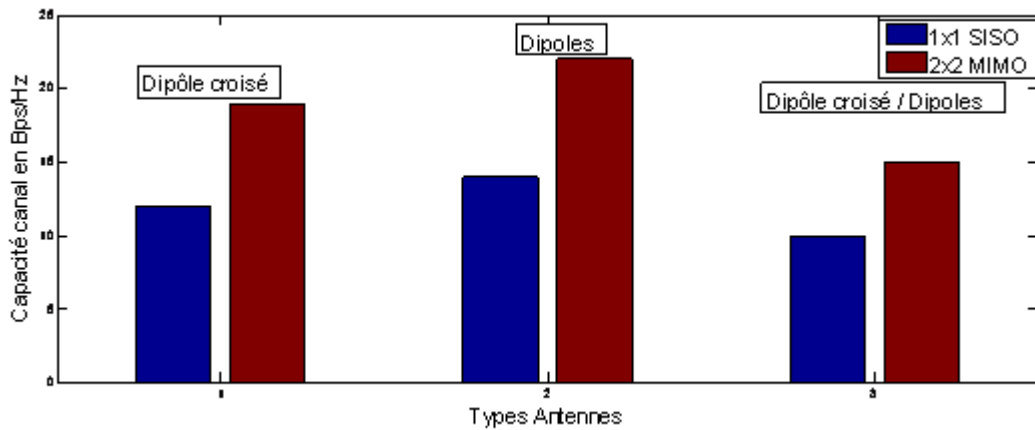


Figure 3.15 : Comparaison des trois types de configuration d’antennes en SISO/MIMO : second cas

3.5.3 Microcellule urbaine

- Premier cas

Types d’antennes	Moyenne de la Capacité (en bit/s/Hz)	
	Technologies	
	SISO	MIMO
Antennes trois secteurs	2.5	11
Antennes 6 secteurs	1	7
Antenne omnidirectionnelle	14	20

Tableau 3.13 : Comparaison des trois types de configuration d’antennes en SISO/MIMO : premier cas

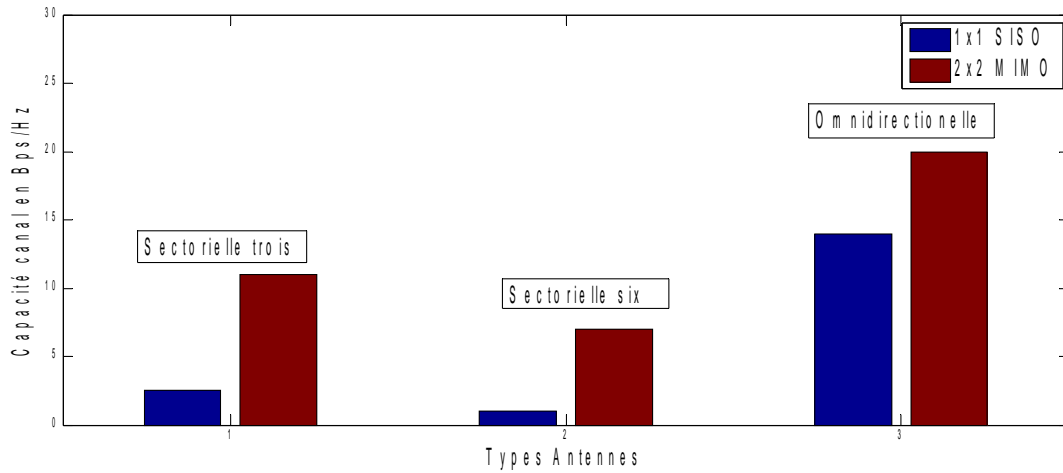


Figure 3.16 : Comparaison des trois types de configuration d’antennes en SISO/MIMO : premier cas

Types d’antennes	Moyenne de la Capacité (en bit/s/Hz) Technologies	
	SISO	MIMO
	Dipôle croisé : émetteur-récepteur	8
Dipôle : émetteur-récepteur	12	24
Dipôle émetteur et dipôle croisé récepteur	10	16

Tableau 3.14 : Comparaison des trois types de configuration d’antennes en SISO/MIMO : second cas

Voici les graphes correspondant

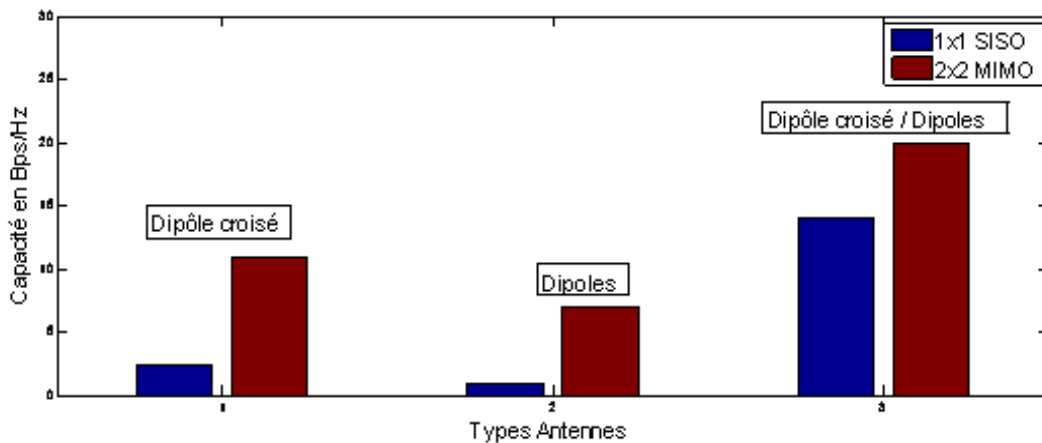


Figure 3.17 : Comparaison des trois types de configuration d’antennes en SISO/MIMO : premier cas

3.5.4 Interprétations des résultats

D’après les simulations réalisées nous pouvons dire qu’en respectant des conditions tel que : le bon positionnement des antennes, choix des types d’antennes suivant l’environnement, applications des techniques de connaissance ou non du canal à l’émission et à la réception, on peut augmenter la capacité canal en augmentant le nombre d’antenne à l’émission et un nombre minimum d’antenne à la réception.

Ainsi d’après les graphes pour l’environnement suburbaine macrocellulaire, on voit bien une différence sur la capacité canal en SISO par rapport au MIMO, surtout pour les antennes de type omnidirectionnelles qui donnent des valeurs importantes de la capacité canal pour le premier cas, et dans le second cas, les types d’antennes qui donnent des résultats plus favorables sont les dipôles croisées placés des deux côté de l’émetteur et du récepteur.

Pour les environnements macrocellulaire urbaine on obtient un meilleur résultat des antennes six secteurs que trois secteur, mais les omnidirectionnelles ont toujours le plus de capacité canal, et pour le second cas de simulation les antennes dipôles sont plus adaptés à cette environnement.

Enfin pour les environnements microcellulaire urbaine nous obtenons des meilleurs résultats en antenne trois secteurs et antenne omnidirectionnelle. Et pour le second cas nous optons pour une configuration mixte, c’est-à-dire à l’émission dipôle croisé, à la réception dipôle simple, et vice versa.

Voici un graphe illustrant les résumés des capacités canal du MIMO par rapport aux nombres d'antennes à l'émission et à la réception.

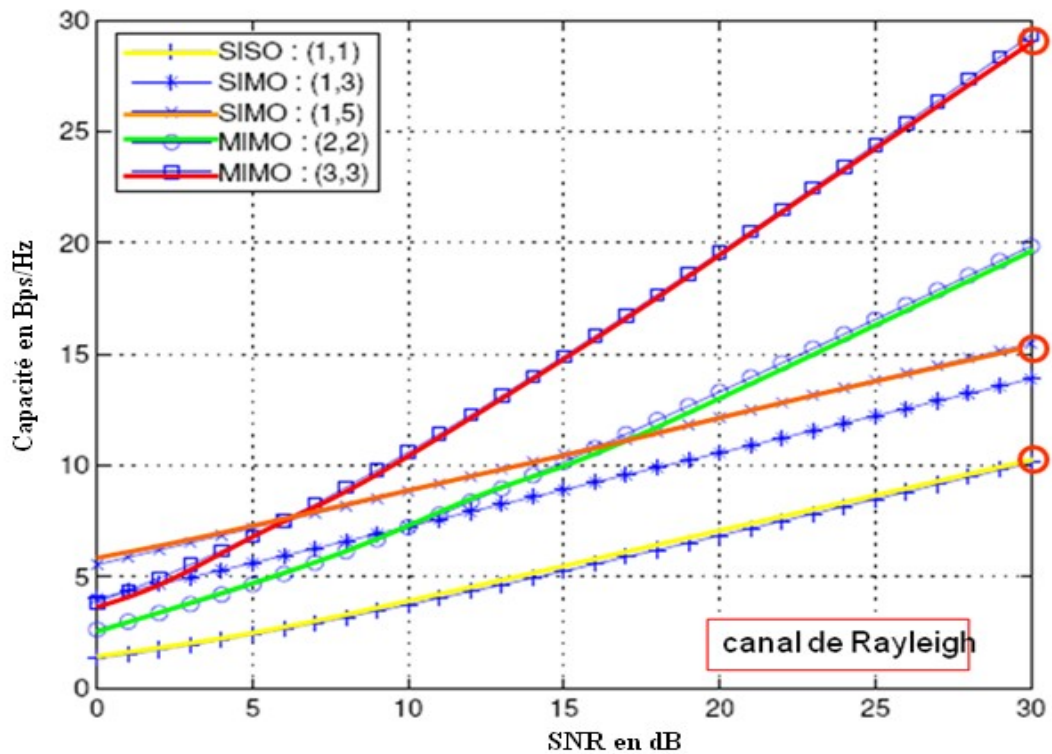


Figure 3.18 : Le SNR en fonction de la capacité canal MIMO

3.6 Conclusion

On a vu l'environnement de simulation pour l'UMTS avec la technologie MIMO. On a vu que le modèle MIMO 2x2 WCDMA réutilise les composants du SISO WCDMA mais les ressources sont multipliés par deux, ainsi en comparant au cas SISO seul les modules de recherche n'est pas dupliqué et que la complexité de l'utilisation du modèle MIMO WCDMA réside dans le récepteur. Ensuite nous avons entamé la partie expérimentale, qui se subdivise en deux cas, suivant la caractéristique des antennes : premier cas polarisation vertical seul, ou second cas polarisation verticale et horizontale, ainsi on a mis en évidence l'importance du bon paramétrage des antennes, ainsi une diverse configuration des antennes au niveau du BS et du MS nous a donné des résultats différents. Ainsi pour le premier cas de la simulation nous avons surtout observé les diversités d'espace, et pour le second cas la diversité de polarisation et de la diversité spatiale avec la polarisation. Enfin, une évidence sur la supériorité de la capacité canal MIMO par rapport au SISO a été conclue.

CONCLUSION

Dans cette ouvrage nous avons pu décrire la technologie MIMO, et les systèmes multi-antennaire sont des cas particulier du MIMO, tel que le MISO et le SIMO, dont le SIMO peut être modélisé par un nombre d'équation égale au nombre d'antenne à la réception, et le MISO peut être modélisé par une seule équation. Le MIMO peut être modélisé sous forme matricielle, et on peut décomposer la matrice canal en canaux décorrélés composées de valeurs propres représentant les coefficients de transfert du canal, et que le rapport entre la valeur maximale et minimale des valeurs propres permet de déterminer l'équilibre de la transmission des quantités d'information, et le MIMO permet d'avoir des gains suivant le nombre d'antenne à l'émission et à la réception sous certaines conditions.

Ensuite nous avons décrit les différentes techniques de transmission et réception MIMO. Dans un contexte radio-mobile, l'hypothèse de connaissance du canal uniquement en réception est la plus réaliste et de fait la plus utilisée en pratique. Pour exploiter la capacité du canal MIMO, le multiplexage spatial est une technique efficace et simple à mettre en œuvre à l'émission, mais nécessitant un nombre d'antennes de réception au minimum égal à celui d'émission et d'autre part un récepteur qui peut s'avérer complexe. Si d'autre part on vise à améliorer la robustesse de la transmission, le codage espace temps en bloc est une technique très simple permettant d'exploiter la diversité spatiale. Cependant pour des modulations complexes, le codage n'est optimal en diversité, rendement et complexité que pour les cas particulier de deux antennes d'émission. Grâce à son schéma d'émission générique, le codage à dispersion linéaire permet de représenter aussi bien le multiplexage spatial, le codage espace temps en bloc qu'un compromis entre ces deux méthodes. Cela confère aux LDC une grande souplesse d'utilisation et permet un possible d'optimisation conjointe de la diversité spatiale et de la capacité du canal MIMO. Concaténés avec un schéma de codage et de modulation BICM, les LDC possèdent de nombreuses potentialités aussi bien en termes de performances que de débit mais souffrent d'une réception relativement complexe en général. Et lorsque le canal MIMO est sélectif en fréquence, ce qui est le cas en pratique, l'association avec l'OFDM présente l'intérêt d'être simple à mettre en œuvre et valable quelle que soit la technique multi-antenne considérée

Enfin nous avons pu voir les paramètres de l'environnement de simulation pour l'UMTS avec la technologie MIMO. On a vu que le modèle MIMO 2x2 WCDMA réutilise les composants du SISO WCDMA mais les ressources sont multipliés par deux, ainsi en comparant au cas SISO seul

les modules de recherche n'est pas dupliqué. Aussi que la complexité de l'utilisation du modèle MIMO WCDMA réside dans le récepteur. Ensuite nous avons entamé la partie expérimentale, qui se subdivise en deux cas, suivant la caractéristique des antennes : polarisation vertical seul, ou polarisation verticale et horizontale, ainsi on a mis en évidence l'importance du bon paramétrage des antennes, ainsi une diverse configuration des antennes au niveau du BS et du MS nous a donné des résultats différents. Ainsi pour le premier cas de la simulation nous avons surtout observé les diversités d'espace, et pour le second cas la diversité de polarisation et de la diversité spatiale avec la polarisation. Enfin, une évidence sur la supériorité de la capacité canal MIMO par rapport au SISO a été conclue.

Ainsi l'utilisation du MIMO faciliterait donc l'implémentation dans le HSDPA de l'UMTS des canaux de transport à haut débit dont : HS-DSCH, HS-PDSCH, HS-SCCH et HS-DPSCH qui nécessite une capacité canal supérieur à la capacité canal de l'UMTS. D'où nous pouvons en conclure que l'utilisation du MIMO permet d'avoir une optimisation du canal UMTS, car avec une même largeur de bande nous pouvons obtenir une capacité canal supérieur par rapport aux systèmes classiques

ANNEXES

ANNEXES 01

RESEAU UMTS

A1.1 Introduction

L'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) est un système de communications mobiles sans fil capable d'être le support, en particulier, de services multimédias novateurs, et de combiner l'utilisation d'éléments terrestres et satellitaires.

Il s'agit d'une norme purement européenne développée par l'organisation ETSI (European Telecommunication Standard Institute) [1] en collaboration avec L'ITU (International Telecommunication Union). Ce standard est venu satisfaire le besoin et la demande exigeante des utilisateurs en termes de services offerts. En effet les usagers de nos jours ne se contentent plus des services vocaux et aux SMS mais plutôt désirent accéder à l'information, quel que soit son type, n'importe où et n'importe quand, d'une manière rapide et efficace.

Dans ce chapitre, nous présenterons dans un premier lieu l'objectif et l'architecture du réseau UMTS. Ensuite nous expliquerons d'une façon détaillée l'interface radio WCDMA (Wide band Code Division Multiple Access).

A1.2 Présentation du réseau UMTS

A1.2.1 Objectifs de l'UMTS

Pour répondre aux besoins des utilisateurs, les objectifs suivants ont été fixés pour l'UMTS lors de la phase de recherche et de normalisation de ce standard. Tout d'abord l'UMTS doit supporter des services multimédias large bande qui peuvent atteindre un débit de 2Mbits/s. Il doit, en plus, assurer une compatibilité avec les systèmes 2G en termes de services offerts aux usagers [1]. Un autre objectif très intéressant consiste à offrir un service de mobilité universelle (international Roaming), dépassant les limitations dues à la multiplicité des systèmes et des réseaux. Par conséquent, la couverture de l'UMTS sera mondiale.

A1.2.2 Architecture

Le réseau UMTS se divise en deux domaines : le domaine équipement utilisateur (UE : User Equipment) et le domaine infrastructure.

Le domaine infrastructure comporte deux parties : le réseau d'accès radio (RAN : Radio Access Network) et le réseau cœur (CN : Core Network).

La figure suivante présente l'architecture d'un réseau UMTS [19] :

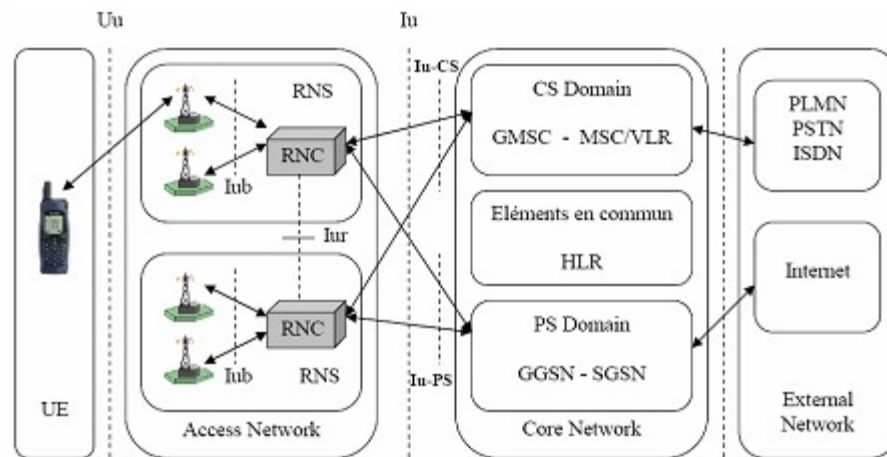


Figure A1.01 : Architecture du réseau UMTS

Les éléments illustrés au niveau de cette figure seront détaillés dans ce qui suit.

A1.2.3 L'équipement utilisateur (UE)

L'UE contient deux parties :

L'équipement mobile (ME : Mobile Equipment) : c'est un terminal radio utilisé pour les communications à travers l'interface radio Uu.

L'USIM (UMTS Subscriber Identity Module) : c'est l'équivalent de la carte SIM en GSM. Il fournit l'identité de l'abonné, établit les algorithmes d'authentification, enregistre les clefs d'authentification et de cryptage,...etc.

A1.2.4 Le réseau d'accès

Le réseau d'accès terrestre de l'UMTS s'appelle UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network). Un UTRAN est constitué d'un ou plusieurs RNS (Radio Network System).

Le RNS a pour rôle de gérer l'allocation et la libération des ressources radio pour autoriser la connexion entre l'UE et l'UTRAN. Chaque RNS est constitué d'un RNC (Radio Network Controller) et d'un ou plusieurs Noeuds B.

A1.2.4.1 Le RNC

Le RNC contrôle les ressources radio de l'UTRAN et gère le protocole RRC (Radio Ressource Control) définissant les procédures et les messages entre le mobile et l'UTRAN. Il est en liaison avec le réseau cœur pour les transmissions en mode paquet à travers l'interface Iu - PS et en mode circuit à travers l'interface Iu - CS. Le RNC directement relié à un Noeud B par l'interface Iub est un CRNC (Controlling RNC), il gère :

- Le contrôle de la charge des différents Noeuds B.
- Le contrôle d'admission et d'allocation des codes pour les nouveaux liens radio qui s'établissent dans les cellules gérées

Lorsqu'un mobile est lié à des Noeuds B contrôlés par différents RNC, deux types de RNC se distinguent : Le SRNC (Serving RNC) et le DRNC (Drift RNC).

Le SRNC est le RNC qui fournit la connexion Iu pour le mobile vers le réseau cœur. Lorsque le mobile est en situation de Soft Handover, plus qu'une liaison Iub et une liaison Iur sont établies. Seul le SRNC fournit l'interface Iu vers le CN. Les autres ont pour fonction principale de router les données de façon transparente. Ces RNC sont appelés alors DRNC. La figure 1.2 illustre le SRNC et le DRNC.

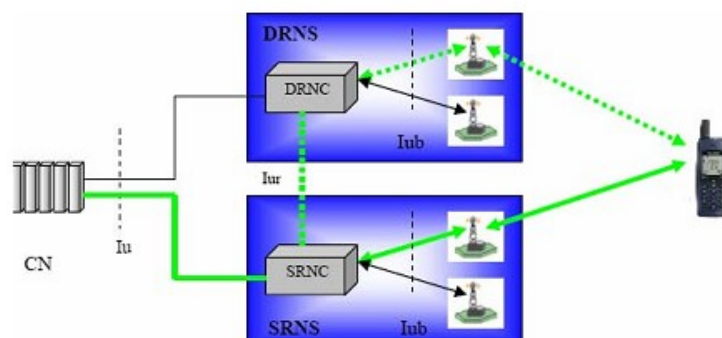


Figure A1.02 : SRNC et DRNC

A1.2.4.2 Le Noeud B

C'est l'équivalent du BTS dans le réseau GSM. Ses fonctionnalités principales sont : gérer la couche physique de l'interface radio, administrer le codage canal, l'entrelacement, l'adaptation du débit, l'étalement et le désétalement. Il est aussi responsable du contrôle de puissance en boucle fermée. L'interface mobile / Noeud B est dite interface Uu.

A1.2.4.3 Le réseau cœur (CN)

Le réseau cœur est responsable de la commutation et du routage des communications (voix/données) dans le même réseau ou vers les réseaux externes. Il se décompose en deux parties [1]: le domaine paquet et le domaine circuit.

A1.2.4.4 Le domaine circuit

Ce domaine permet de gérer les services temps réels tels que les appels téléphoniques, la visioconférence et les applications multimédias. Ces applications exigent un temps de transfert très réduit. Le débit supporté par ce mode peut arriver jusqu'à 384 kbits/s.

L'infrastructure pour le domaine circuit s'appuie sur un MSC/VLR (Mobile Switching Center / Visitor Location Register) correspondant à un commutateur téléphonique au quel est rattaché une base de données pour les abonnés visiteurs de la zone de service de ce MSC et sur un GMSC (Gateway MSC), pour la commutation vers les réseaux externes tel que le RTCP (Réseau Téléphonique Commuté Public).

A1.2.4.5 Le domaine paquet

Le domaine paquet est constitué d'un backbone IP. Le routage des informations se fait soit dans le même réseau, soit vers les réseaux paquets externes à savoir (Internet, X25, VPN, ...).

Ce domaine traite les services non temps réels tels que le téléchargement des fichiers ou des E-mails, les jeux en réseau, la navigation sur le web...etc. Le temps de transfert pour ce type d'applications n'est pas important. Le débit pourra atteindre 2 Mbits/s. Le réseau IP est basé sur un SGSN (Serving GPRS Support Node) jouant le même rôle que le MSC/VLR en mode paquet et un GGSN (Gateway GPRS Support Node) pour faire transiter les données vers les réseaux externes de transmission de données, et négocier la qualité de service réseau avec un serveur de

politique tel que COPS (Common Open Policy Server).

On trouve le HLR (Home Local Register), comme un élément commun aussi bien pour le domaine paquet que pour le domaine circuit. Il s'agit d'une base de données contenant les profils et toutes informations concernant les abonnés.

A1.2.5 Les interfaces

La spécificité à signaler dans le cadre de l'UMTS est que les interfaces sont ouvertes c'est-à-dire que les équipements de tous les constructeurs peuvent fonctionner et s'interopérer à condition qu'ils respectent la norme [1].

On note quatre interfaces :

- L'interface Uu : c'est l'interface radio de l'UMTS. A travers cette interface les mobiles peuvent accéder au réseau.
- L'interface Iub : c'est l'interface entre le Node B et le RNC, c'est l'équivalent de l'interface A_bis en GSM.
- L'interface Iur : c'est une nouvelle interface entre deux RNCs et elle est nécessaire pour le mécanisme du Soft Handover.
- L'interface Iu : cette interface permet à l'UTRAN de communiquer avec le réseau cœur.

On distingue l'interface Iu-CS, entre RNC / domaine circuit et l'interface Iu-PS reliant le RNC avec le SGSN.

A1.2.5.1 Etude de l'interface radio UMTS

L'interface radio de l'UMTS doit être conçue pour supporter une large gamme de services différents, avec notamment des débits supérieurs à ceux offerts par le GSM. Les systèmes de 3ème génération devront offrir des services à accès circuit ou paquet [18], avec un débit maximal dépendant de l'environnement et de la vitesse des mobiles. Des services à débit variable et asymétrique (entre liaison montante et descendante) devront être supportés de façon efficace.

Environnement	Services temps réel		Services temps non réel	
	Débit max	TEB/Délai	Débit max	TEB/Délai
Rural (v<500 Km/h)	144 Kbits/s	Délai : 30-200ms TEB : $10^{-3} - 10^{-7}$	144 Kbits/s	Délai : 150 ms dans 95% des cas TEB : $10^{-5} - 10^{-8}$
Urbain (v<120Km/h)	384 Kbits/s		384 Kbits/s	
Intérieur et extérieur Courte portée (v<10Km/h)	2Mbits/s		2Mbits/s	

Tableau A1.01 : Caractéristiques des services offerts.

A1.2.5.2 Caractéristiques

En réalité, deux techniques d'accès sont utilisées avec l'UMTS. Le WCDMA et le TD-CDMA. Dans notre étude, nous nous intéressons uniquement à la première technique.

Il est important de comprendre les caractéristiques de base de l'interface radio pour bien planifier un réseau WCDMA. Les spécifications techniques de la couche physique de l'UMTS en mode FDD sont illustrées dans le tableau suivant :

Paramètre	Valeur
Modulation	DS-CDMA avec QPSK
Débit chip	3,84 Mchip/s
Duplexage	Modes FDD et TDD
Largeur de canal	5Mhz
Services/Débits	Services multiple avec débits variables
Longueur de trame	10 ms avec 15 Time Slots/trame

Tableau A1.02 : Caractéristiques de la couche physique de l'UMTS en mode FDD [1].

A1.2.5.3 Couverture globale de l'UMTS

La couverture globale de la planète s'organise en une structure cellulaire hiérarchisée qui assurera l'itinérance mondiale. Au sommet de la hiérarchie se trouvent les satellites qui assurent une

couverture sur l'ensemble de la planète. Dans la figure qui suit [13], on illustre la couverture globale d'un réseau UMTS.

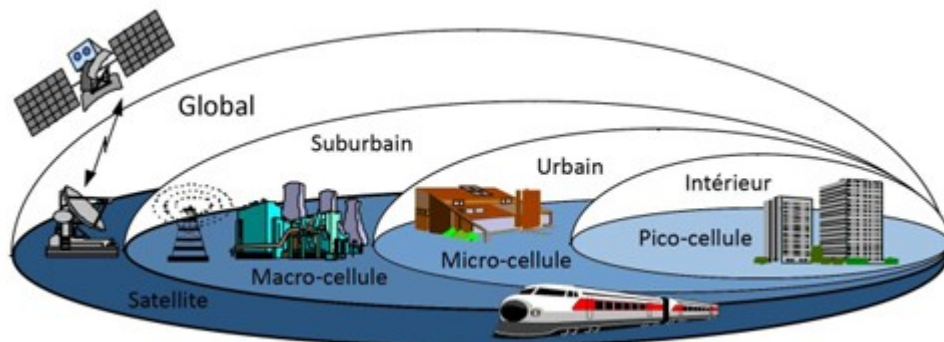


Figure A1.03 : *Couverture globale de l'UMTS.*

Le réseau radio terrestre s'occupe de la couverture terrestre selon une répartition hiérarchisée pico, micro et macro-cellule. La composante satellitaire sert pour le "roaming" mondial et pour compléter la couverture assurée par l'UTRAN. Les picocellules sont conçus pour la couverture des bâtiments c'est-à-dire en environnement indoor, les microcellules pour les zones urbaines et suburbaines denses et les macrocellules assurent la couverture en environnement rural.

A1.2.5.4 L'organisation en fréquence et en temps

- L'organisation fréquentielle

Les bandes de fréquences allouées pour l'IMT (International Mobile Telephone) 2000 sont 1885 - 2025 MHz et 2110-2200 MHz. L'allocation se fait selon le mode de duplexage utilisé.

- Mode FDD (Frequency Division Duplex) :

Pour ce mode, on sépare les fréquences d'émission et de réception. Ainsi le mobile et le réseau peuvent émettre simultanément et de façon indépendante. Un inconvénient majeur de cette technique consiste à réserver un écart duplex entre les bandes montantes et descendantes pour séparer les étages de transmission et de réception radio et éviter les brouillages.

En FDD, on alloue la même bande pour les deux sens de communications. Cette technique d'allocation est mieux adaptée pour les applications symétriques. En revanche, lorsque les débits

sont asymétriques, ce mode d'attribution n'est pas du tout optimal car elle engendre du gaspillage en termes de spectre.

La division duplex dans les bandes dites "appariées", c'est à dire 2 x 60 MHz, est fréquentielle. L'écart duplex vaut 190 MHz. Nous utilisons dans ces bandes un accès W-CDMA.

- Mode TDD (Time Division Duplex) :

En TDD, une seule fréquence est utilisée pour les deux sens de communication. Donc nécessairement, les émissions et les réceptions sont séparées dans le temps. Cette technique est efficace en cas de limitation du spectre. Le mode TDD possède des adeptes, notamment en Chine ou un certain nombre de développements le concerne. De plus, des propositions techniques concernant le mode TDD ont été générées du fait qu'un certain nombre d'autorités nationales allocataires de spectre, ont alloué pour chaque opérateur candidat à l'achat d'une licence UMTS en mode FDD (par exemple sur 15 MHz), un bout de bande de 5 MHz supplémentaire supposé servir le TDD.

La division duplex dans les bandes dites "non appariées", c'est à dire 20 MHz et 15 MHz, est temporelle. Nous utilisons dans ces bandes un accès TD-CDMA.

Les deux modes d'accès doivent être harmonisés pour favoriser la réalisation de terminaux bi-modes TDD / FDD à bas coûts.

Les figures suivantes [17], montrent le principe et l'allocation du spectre pour les deux modes :

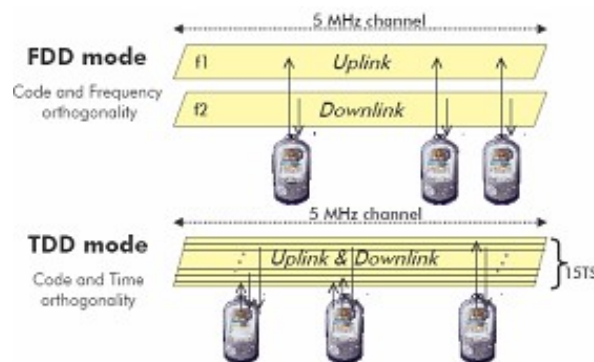


Figure A1.04 : Principe des modes FDD/TDD.

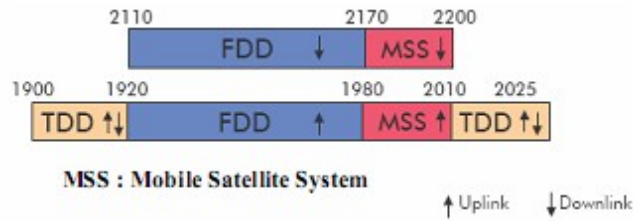


Figure A1.05 : Allocation du spectre pour l'UMTS.

A1.2.5.5 L'organisation temporelle

L'organisation temporelle de l'UMTS est basée sur une "supertrame" de 720 ms, comportant elle-même 72 trames de 10 ms. Chaque trame de 10 ms est divisée en 15 slots de 667µs. Cette organisation est présentée par la figure suivante :

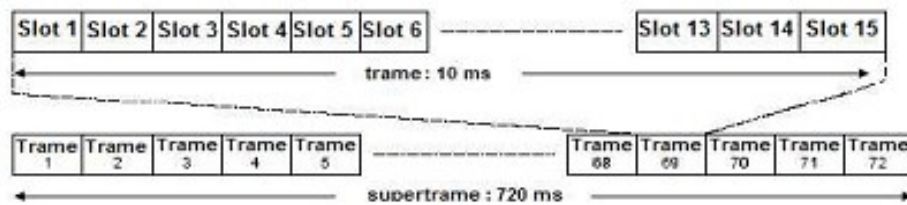


Figure A1.06 : Structure de trame en l'UMTS.

A1.3 Le WCDMA (Wide band CDMA)

Dans les différents forums de normalisation, la technique WCDMA s'est révélée être celle qui a été adaptée le plus largement pour l'UMTS.

A1.3.1 La technique d'accès multiple CDMA

Le CDMA (Code Division Multiple Access) est une technique d'accès multiple grâce à laquelle les différents utilisateurs peuvent communiquer en même temps dans une même bande de fréquences [1]. La figure 1.07 montre le principe de l'accès CDMA :

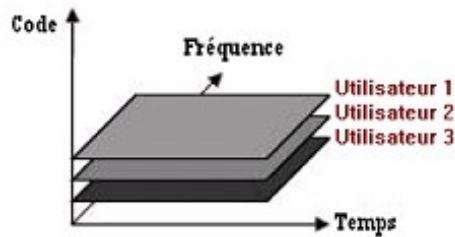


Figure A1.07 : *L'accès CDMA.*

La distinction entre chaque utilisateur se fait par codes connus exclusivement de l'émetteur et du récepteur.

C'est ce mode, plus précisément le W-CDMA, qui est retenu pour le réseau d'accès radio de l'UMTS. Il est dit "à large bande" avec une largeur de bande de 5 MHz.

Le signal passe du débit D_d au débit D_c et voit ainsi son spectre élargi dans la mesure où on utilise une séquence pseudo aléatoire. Cette dernière est utilisée de manière périodique, (sa période pouvant être de plusieurs périodes symboles). Le rapport $G = D_c / D_d$ peut être interprété comme un facteur ou un gain d'étalement (*Figure 1.08*).

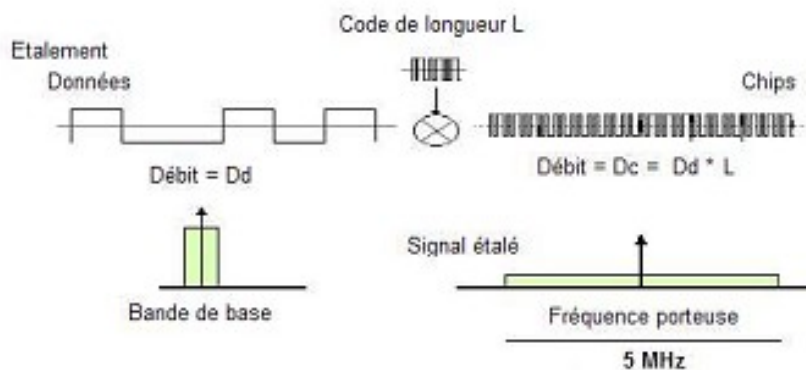


Figure A1.08 : *L'étalement du spectre.*

En réception, pour récupérer l'information, le récepteur doit effectuer la même opération : il génère la même séquence d'étalement et la corrèle au signal reçu. Les données codées par cette séquence sont restaurées (puissance spectrale augmentée) alors que les données des autres utilisateurs restent étalés. Ceci permet de diminuer le niveau de bruit (*Figure A1.09*) pour le signal en bande de base : Plus l'étalement est important, plus les interférences sont éliminées.

Les avantages du WCDMA sont résumés dans ce qui suit [1] :

- Un gain de traitement plus élevé. En effet, en élargissant la bande, le signal est moins sensible aux interférences. Cela permet aussi d'accroître le nombre d'utilisateurs présents dans une cellule et de résister aux actes des brouilleurs (figure A1.09).
- La possibilité de transmettre des services à haut débit : Avec 5 MHz de largeur de bande, nous pouvons atteindre un débit de 2 Mbits/s.
- Meilleures performances pour détecter les trajets multiples. En effet, dans un canal de propagation à trajets multiples, des versions décalées du signal transmis parviennent à des intervalles de temps différents. Cette propriété qui était un inconvénient dans d'autres systèmes, va être utilisée dans un système CDMA en combinant les signaux pour diminuer le taux d'erreurs et obtenir ainsi de meilleures performances.
- La possibilité de déploiement dans un spectre de fréquences déjà utilisé, qui consiste à faire cohabiter un système W-CDMA et un autre système cellulaire sur un même spectre de fréquences.

L'inconvénient majeur du W-CDMA est qu'il requiert un support matériel et logiciel plus élaboré qu'un système à bande étroite.

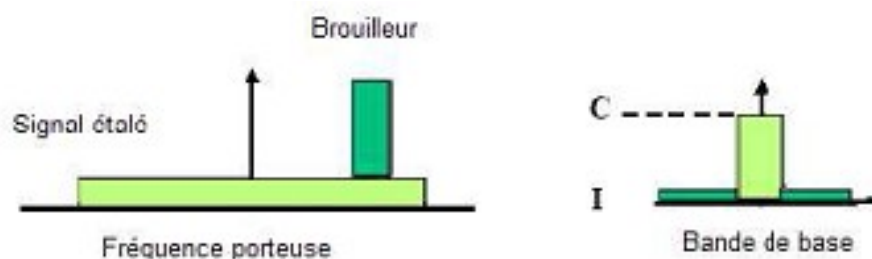


Figure A1.09 : Résistance aux brouilleurs

Les codes utilisés dans l'UTRAN

- Description de l'émetteur

Le schéma de transmission est illustré par la figure A1.10. Elle représente une branche de

transmission de la figure 3.05. Les canaux DPDCH et DPCCH sont transmis respectivement sur les voies en phase et en quadrature.

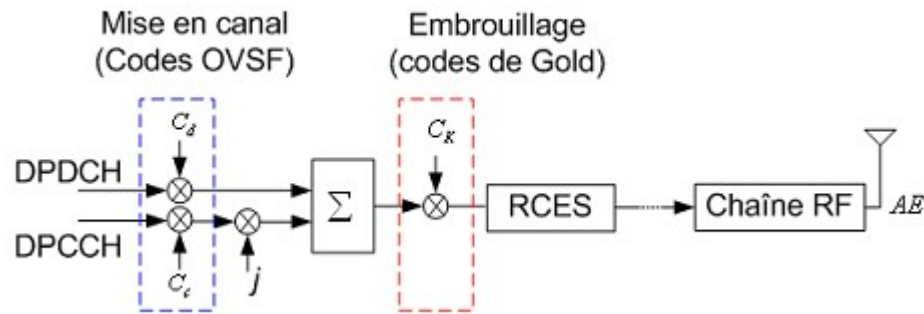


Figure A1.10 : Schéma de transmission du système SISO-WCDMA.

Dans un premier temps ces canaux sont respectivement et indépendamment étalés par des codes OVSF distincts de longueur 16 chips, soit un débit de 250 kbps. Puis, un étalement complexe par des codes longs (codes de Gold) distingue l'utilisateur des autres transmettant dans la même bande de fréquences. Ce flux de données est ensuite sur-échantillonné d'un facteur 4, soit une fréquence de 16 MHz, puis traité par un filtre en racine de cosinus surélevé (RCSE) afin de se prémunir contre l'interférence entre symboles. Ce dernier est un filtre à réponse impulsionnelle finie de longueur 64.

Ce système sans fil est affecté par de la propagation multi-trajets qui se traduit par des évanouissements aléatoires du signal, destructives ou constructives en réception. Le signal transmis dans un canal à bande large (5 MHz) sélectif en fréquence, arrive à l'antenne réceptrice sous plusieurs versions, retardées et atténuées, dues aux multiples réflecteurs caractérisant l'environnement de propagation (e.g. milieu urbain). Le canal est modélisé par une somme de composantes retardées, avec ou sans composante de vue :

$$h(t - \tau) = \sum_{i=1}^L h^{*1} \delta(\tau - \tau_i) \quad (\text{A1.01})$$

où L représente le nombre de trajets. Le processus de réception exploite cette diversité de parcours afin d'améliorer les performances du lien sans fil.

- Récepteur SISO-WCDMA

La réalisation de l'émetteur est relativement simple et nécessite peu de ressources. La complexité du système est identifiée par le module de réception dont l'élément clé porte sur le module RAKE [70] qui exploite les trajets les plus significatifs pour les combiner par la suite afin d'accroître la qualité du signal reçu (rapport signal à bruit amélioré) et donc réduire le taux d'erreur binaire du lien établi.

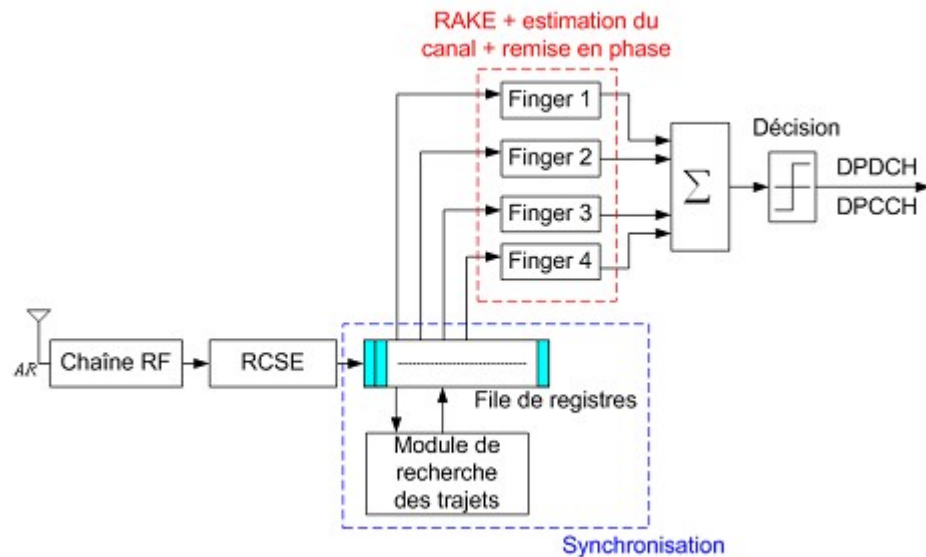


Figure A1.10 : Schéma du récepteur du système SISO-WCDMA.

La figure A1.10 présente le synoptique du récepteur. La technique de décodage est basée sur la combinaison à gain maximal des symboles générés par le module RAKE. Les parties les plus critiques en vue de leur implantation sont représentées par le module de recherche des trajets significatifs (synchronisation temporelle) et le module RAKE composé de quatre fingers. Chaque finger traite un trajet identifié. Plusieurs travaux proposent différentes implantations du module RAKE [65, 66, 67, 68]. Le finger proposé [69] effectue conjointement le d'étalement du signal transmis et l'intégration des échantillons pour générer les statistiques sur les symboles transmis (fonctions propres au finger traditionnel), l'estimation du canal, la pondération du signal pour corriger les effets perturbateurs du canal et une synchronisation fine basée sur des boucles d'asservissement. Ce dernier point constitue l'un des éléments clés du système MIMO proposé.

Le module de recherche représente un filtre adapté et se base sur le profil de délai en puissance (PDP : Power Delay Profile) du signal reçu. Ce module effectue la corrélation de ce signal avec les codes utilisés à l'émission et sélectionne les pics de puissance qui correspondent aux multiples

trajets. Ces informations sont ensuite adressées au RAKE qui effectue le décodage de ces trajets sélectionnés.

A1.3.2 Codes de canalisation : (Channelisation Codes)

Les codes de canalisations sont des codes OVVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor), ayant les propriétés suivantes [1] :

- Les séquences sont rigoureusement orthogonales, c'est-à-dire que l'intercorrélacion entre deux séquences de code est nulle.
- Les séquences ne sont pas toutes de même longueur. Le chip rate de l'UTRAN est fixe, l'utilisation de codes OVVSF permet de faire varier le gain de traitement en fonction du débit usager.

On peut représenter les codes OVVSF sous forme d'arbre, comme le montre la figure (10).

Toutes les séquences de codes situées à un même niveau hiérarchique de l'arbre sont de même longueur et offrent donc le même gain.

En revanche, deux codes situés sur une même branche de l'arbre, l'un étant par exemple le fils de l'autre, ne sont pas forcément orthogonaux, cette contrainte limite le nombre de codes utilisables simultanément.

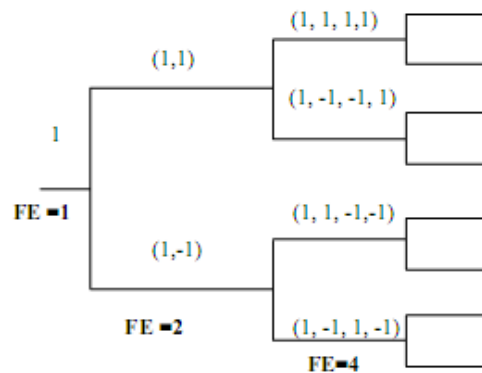


Figure 1.10 : L'arbre des codes OVVSF

A1.3.3 Codes d'embrouillage (Scrambling Codes)

Les codes d'embrouillages sont des séquences de GOLD complexes. Ils sont utilisés pour blanchir le spectre et ils servent également au mobile à détecter et se synchroniser sur la cellule la mieux reçue pour y lire les informations système. Cette synchronisation doit se faire de façon précise et sans ambiguïté. Ces codes sont donc des codes spécifiques de la cellule qu'il identifie en sens descendant. Ils sont généralement des codes longs, mais une option du système permet les codes courts.

A1.4 Les canaux

A1.4.1 Les canaux logiques

Les canaux logiques se divisent en deux types [2] :

- Les canaux logiques de contrôle utilisés pour le transfert des informations dans le plan de signalisation.
- Les canaux logiques de trafic utilisés pour le transfert des informations dans le plan usager.

A1.4.2 Les canaux de transport

Les canaux de transport se divisent en trois groupes [3] :

- Les canaux de transport communs utilisés pour le transfert d'information d'un ou de plusieurs UE.
- Les canaux de transport partagés utilisés pour le transport des données de contrôle ou de trafic uniquement en voie descendante et partagés dynamiquement par différents utilisateurs.
- Les canaux de transport dédiés qui sont des canaux point à point dédiés à un seul UE et transportent les données de contrôle ou de trafic.

ANNEXES 2

ETUDES DES CANAUX MIMO DE RICE

A2.1 Définition

Le canal MIMO de Rice est une matrice aléatoire $N \times n\tilde{H}$ telle que :

$$\tilde{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \tilde{A} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \tilde{Y} \quad (\text{A2.1})$$

Où :

\tilde{A} déterministe, $\frac{1}{N} \text{Trace}(\tilde{A}\tilde{A}^H) = 1$.

\tilde{Y} est une matrice aléatoire Gaussienne centrée issue d'un champ stationnaire,

$$\frac{1}{N} \mathbb{E}(\text{Trace}(\tilde{Y}\tilde{Y}^H)) = 1.$$

$K > 0$ paramètre réglant la force relative des termes aléatoires et déterministes.

Un exemple de problème est l'étude de $C(\sigma^2) = \frac{1}{N} \mathbb{E} \left[\log \det \left(I + \frac{\tilde{H}\tilde{H}^H}{\sigma^2} \right) \right]$ influence de K , de \tilde{A} et

des propriétés statistiques de \tilde{Y} sur $C(\sigma^2)$.

Très difficile d'obtenir des éléments intéressants. Alors on doit considérer le régime asymptotique,

et étudier $\frac{1}{N} \text{Trace}(\tilde{H}\tilde{H}^H + \omega^2 I)^{-1}$ car :

$$C(\sigma^2) = \int_{\sigma^2}^{+\infty} \left(\frac{1}{\omega^2} - \mathbb{E} \left(\frac{1}{N} \text{Trace}(\tilde{H}\tilde{H}^H + \omega^2 I)^{-1} \right) \right) d\omega^2 \quad (\text{A2.2})$$

A2.2 Le modèle de Kronecker

Le modèle de Kronecker est définie par:

$$\tilde{Y} = R^{1/2} \tilde{Y} \tilde{R}^{1/2} \quad (\text{A2.3})$$

Avec R et \tilde{R} matrices positives et \tilde{Y} i.i.d de variance $\frac{1}{N}$. $R = UD^2U^H$ et $\tilde{R} = \tilde{U}\tilde{D}^2\tilde{U}^H$, et on se ramène à :

$$H = \sqrt{\frac{K}{K+1}} A + \sqrt{\frac{1}{K+1}} Y \quad (\text{A2.4})$$

Où les éléments $Y_{k,l}$ sont indépendants et de variances $\frac{1}{N} \sigma^2(k,l)$ avec $\sigma^2(k,l) = d_k^2 \tilde{d}_l^2$

A2.2.1 issu d'un champ stationnaire

$$\tilde{Y} \simeq F_N Y F_n^T \quad (\text{A2.5})$$

Où F_N et F_n matrices de « Fourier » de dimension N et n , et $Y_{k,l}$ sont indépendants et de variance

$\frac{1}{N} \sigma^2(k,l)$ où $\sigma^2(k,l)$ est le densité spectrale du champ au point $\left(\frac{k}{N}, \frac{l}{n} \right)$. On se ramène donc à :

Où les éléments de $Y_{k,l}$ sont indépendants et de variance $\frac{1}{N}\sigma^2(k,l)$ avec $\sigma^2(k,l) = d_k^2 \tilde{d}_l^2$.

A2.2.2 Conclusion sur le modèle

Il est alors pertinent de considérer le modèle :

$$H = A + Y \quad (\text{A2.6})$$

Avec A déterministe, $Y_{k,l}$ indépendants, de variance $\frac{\sigma^2(k,l)}{N}$, donc on a le modèle de Kronecker si le champ est séparable.

Ainsi le type de résultat souhaité est une obtention d'un approximant déterministe de

$$\frac{1}{N} \text{Trace}((HH^H + \sigma^2 I)^{-1})$$

A2.3 Aspects applicatifs I

Soit le matrice carré :

$$\tilde{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \tilde{A} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} R^{1/2} \tilde{Y} \quad (\text{A2.7})$$

La qualité de l'approximant déterministe est :

A2.4 Aspects applicatifs II

Si existence d'une équation limite : $\tilde{A}\tilde{A}^H$ et R Toeplitz, on l'étude de $\bar{C}(\sigma^2)$ quand σ^2 grand.

Si K fixe, on a capacité optimale si : $\frac{K}{K+1} \tilde{A} \tilde{A}^H + \frac{1}{K+1} R^2 = I$

Si \tilde{A} et R fixé, il y a possibilité de trouver le K optimal.

A2.5 Aspects applicatifs III

Pour tout σ^2 :

Si $R = I$ et K fixé, capacité optimale si $\tilde{A} \tilde{A}^H = I$

Si $AA^H = I, R = I$ n'optimise apparemment pas la capacité.

A2.6 La suite des opérations

Evaluer $\max_Q \geq 0 \frac{1}{N} \mathbb{E} \left[\log \det \left(I + \frac{\tilde{H} Q \tilde{H}^H}{\sigma^2} \right) \right]$ est la matrice Q optimale en utilisant l'approximant

Théorème sur limite sur $\left[\log \det \left(I + \frac{\tilde{H} Q \tilde{H}^H}{\sigma^2} \right) \right]$

Il est aussi utile de s'intéresser à la convergence des éléments des résolvantes $Q(z)$ et $\tilde{Q}(z)$:

Etudier $\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \mathbb{E} \left[\Phi \left(\frac{1}{\tilde{q}_{kk}(-\sigma^2)} \right) - 1 \right]$ (taux d'erreur), résultats disponibles si les normes \mathbb{L}^1 des lignes et des colonnes de A sont finies.

ANNEXES 3

INTERFACES GRAPHIQUES DU SIMULATEUR DE CANAL MIMO

A.3.1 Présentation du logiciel

Nous avons un logiciel permettant d'avoir une simulation du modèle de canal spatiale MIMO. Dans le fond il nous permet d'avoir une vision réelle des résultats du canal de transmission. Le logiciel simule alors trois cas réel d'environnement d'utilisation du MIMO, à savoir l'environnement macrocellules suburbaine et urbaine, et microcellules urbaine.

L'utilisateur, après avoir choisi l'environnement de travail, peut spécifier le résultat à afficher que ce soit sous forme graphique ou de données numériques, en entrant les différents paramètres de simulation qui ont été citées dans le tableau : 3.01, 3.02, 3.03, 3.04, 3.05, 3.06 du chapitre 03.

A3.2 Démarches de simulation

En premier lieu, on lance le logiciel, qui nous donne une interface d'accueil exposant les différents types d'environnement pour les cellules en UMTS.

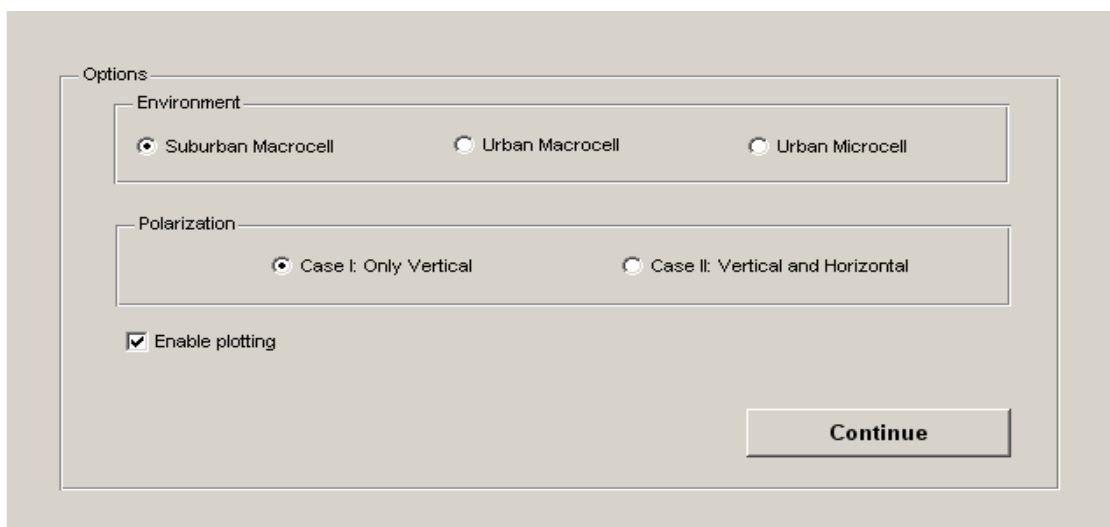


Figure A3.01 : *Les options du simulateur*

Et on marque le type d'environnement qu'on veut simuler en premier.

Ensuite, on choisi quel type de polarisation on va simuler, et c'est selon deux cas qu'on a étudié au chapitre 4, que ce soit le premier cas : qui est marqué « Case I : only vertical » pour une simulation des cas antennes polarisé vertical seulement (côté MS et BS), ou « Case II : Vertical and Horizontal » pour les types d'antennes polarisé à la fois verticalement et horizontalement.

A3.2.1 Environnement Suburbaine Macrocellulaires premier cas avec figures

Nous obtenons l'affichage suivant :

Primary Input Parameters

BS antenna

3 sector antenna 6 sector antenna Omnidirectional

Number of antennas at BS array S = Number of antennas at MS array U =

Distance between neighboring elements at BS array in wavelengths d BS = Distance between neighboring elements at MS array in wavelengths d MS =

BS per path Angle Spread in degrees BSAS = MS per path Angle Spread in degrees MSAS =

Number of Paths (clusters) N = Number of Subpaths M =

Carrier frequency in GHz fc = MS velocity in km/h v =

Time duration of drop in seconds t = Time frame of drop in milliseconds T =

Begin Simulation Drops: Additional Properties Save to... C:\Matlab\Work\

Figure A3.02 : *Environnement Macrocellulaire Suburbaine premier cas*

Sur la première ligne on pourra choisir encore quelle type d'antenne on utilisera : trois antennes sectorielles, ou six antennes sectorielles ou antenne omnidirectionnelle. Selon notre choix les valeurs numériques des paramètres à entrer selon les mêmes.

Décrivons un par un les différentes paramètres. La description se fera de gauche à droite et de haut en bas. Après qu'on aura choisi le type d'antenne qu'on voudra simuler, on introduit maintenant

les paramètres, tel que :

En premier ligne nous avons le nombre des éléments antennaires sur la BS (nommé S) à gauche, à droite les éléments antennaire sur MS (nommé U).

En second ligne, à gauche la distance entre les éléments antennaires sur le BS en longueur d'onde (d BS), à droite la distance entre les éléments antennaires sur le MS en longueur d'onde (d MS)

Les nombres de canaux à l'émission (N) et les sous canaux à la réception (M).

La fréquence porteuse du signal à droite (f_c) en GHz et à droite la vitesse du MS en Km/h.

La durée de coupure en seconde (t) et à droite la durée de coupure des trames en microseconde (T)

Sur l'extrême gauche le bouton permettant de commencer la simulation, ensuite le nombre de coupure (on définit 2 fois par défaut) et à côté une case à cocher permettant d'introduire des paramètres supplémentaire (nous allons détaillé ces paramètres plus loin), et un bouton permettant de spécifier le chemin de dossier pour enregistrer les résultats de la simulation sous forme de données à importer.

Détaillons maintenant les paramètres supplémentaires, qui sont définit par des valeurs aléatoires entre des intervalles bien déterminés, et des valeurs fixes ne variant qu'avec les types d'environnement.

En premier lieu nous avons un groupe de paramètre qui indique les orientations c'est-à-dire les différentes positions géométriques et spatiales du MS et du BS, représenté par l'interface graphique suivante :

Additional Properties

Orientation Options

Orientations

Random Custom

Distance between BS and MS in meters $d =$

Angle between the broadside of the MS array and the absolute North reference direction $\Omega_{MS} =$

LOS AoD direction between the BS and MS with respect to the broadside of the BS array $\Theta_{BS} =$

Angle of the velocity vector with respect to the MS broadside $\Theta_v =$

Angle between the BS-MS LOS and the MS broadside $\Theta_{MS} =$

Angle between the broadside of the BS array and the absolute North reference direction $\Omega_{BS} =$

Figure A3.03 : *Environnement Macrocellulaires Suburbaine les orientations*

La première ligne nous montre le choix qu'on peut faire : soit on simule aléatoirement les valeurs, soit on introduit des valeurs. Les paramètres sont détaillés de gauche à droite et de haut en bas comme suit :

A gauche la distance entre le MS et le BS (noté d), à droite l'angle entre la droite base du MS et le Nord absolue (Ω MS)

LOS AOD (ligne de vue directe de l'angle de départ) entre BS et MS avec comme base BS (Θ BS), et à droite angle de vélocité avec la de base MS (Θ V)

Angle entre BS MS LOS avec comme base de MS (Θ MS), à droite l'angle entre la base de MS et le Nord absolue.

Autres paramètres supplémentaire qu'on peut éditer, voici l'interface :

Correlated Parameters DS AS SF			
DS-AS Correlation r_{DS-AS} =	<input type="text" value="0.6"/>	SF-AS Correlation r_{SF-AS} =	<input type="text" value="-0.5"/>
SF-DS Correlation r_{SF-DS} =	<input type="text" value="-0.5"/>	SF std deviation σ_{SH} in dB =	<input type="text" value="8"/>
DS logarithmic std dev σ_{DS} =	<input type="text" value="0.288"/>	DS logarithmic mean μ_{DS} =	<input type="text" value="-6.8"/>
AS logarithmic std dev σ_{AS} =	<input type="text" value="0.13"/>	AS logarithmic mean μ_{AS} =	<input type="text" value="0.69"/>

Secondary Input Parameters			
sigma delays/ sigma DS r_{DS} =	<input type="text" value="1.4"/>	sigma AoD/ sigma AS r_{AS} =	<input type="text" value="1.2"/>
Cellular hexagon radius in meters R =	<input type="text" value="1700"/>	Signal To Noise Ratio in dBs SNR =	<input type="text" value="15"/>

Plot Properties			
Drop to plot:	<input type="text" value="1"/>	Path to plot :	<input type="text" value="1"/>
Link to plot : BS antenna no.	<input type="text" value="1"/>	linked to MS antenna no.	<input type="text" value="1"/>

Figure A3.04 : *Les corrélations*

Ces paramètres permettent d'éditer les corrélations, des paramètres secondaires et des propriétés du graphique, par exemple on peut éditer la valeur du rayon de cellule à simuler.

Une dernière interface supplémentaire montre les valeurs des puissances des canaux MIMO ainsi que la durée de leurs trajets, représenté par la figure :

Path Power in dBs	Path Delay in microseconds
-3	10
-6	20
-9	30
-12	40
-15	50
-18	60

Figure A3.05 : Puissances et durée des trajets des canaux

A3.2.2 Environnement Urbaine Macrocellulaires premier cas avec figures

Les interfaces sont pareils à l'environnement suburbaine, mais ce qui différencie sont les paramètres initiaux par défaut : par exemple la distance entre les éléments antennaires du BS.

A3.2.3 Environnement Urbaine Microcellulaires premier cas avec figures

Même interface que précédent.

A3.2.4 Environnement Suburbaine Macrocellulaires second cas avec figures

L'interface est presque pareil aux premiers cas de figure pour tous le types d'environnement, à part l'introduction de quelques nouveau paramètres spécifique pour les systèmes antennaires à doubles polarisation, sur la suite nous allons détaillée ces nouveaux paramètres, rappelons que le second cas traite le système avec antennes supportant à la fois la polarisation verticale et horizontale :

Primary Input Parameters

BS antenna(s)		<input type="radio"/> (Tilted) Cross Dipoles	<input checked="" type="radio"/> (Tilted) Dipoles
MS antenna(s)		<input type="radio"/> (Tilted) Cross Dipoles	<input checked="" type="radio"/> (Tilted) Dipoles
BS antenna(s) tilt with respect to the z-axis in degrees		a BS = <input type="text" value="0"/>	MS antenna(s) tilt with respect to the z-axis in degrees
Number of antennas at BS array		S = <input type="text" value="2"/>	Number of antennas at MS array
Distance between neighboring elements at BS array in wavelengths		d BS = <input type="text" value="[6]"/>	Distance between neighboring elements at MS array in wavelengths
BS per path Angle Spread in degrees		BSAS = <input type="text" value="2"/>	MS per path Angle Spread in degrees
Number of Paths (clusters)		N = <input type="text" value="6"/>	Number of Subpaths per Path
Carrier frequency in GHz		fc = <input type="text" value="2"/>	MS velocity in km/h
Time duration of drop in seconds		t = <input type="text" value="0.1"/>	Time frame of drop in milliseconds
		Cross Polarization Discr. in dBs	XPD = <input type="text" value="15"/>
			b MS = <input type="text" value="0"/>
			U = <input type="text" value="2"/>
			d MS = <input type="text" value="[0.4]"/>
			MSAS = <input type="text" value="35"/>
			M = <input type="text" value="20"/>
			v = <input type="text" value="60"/>
			T = <input type="text" value="1"/>

Figure A3.06 : Les paramètres du second cas

Ces nouveaux paramètres étant repartis sur les quatre premières lignes de l'interface, à savoir :

En premier ligne est consacré aux antennes du BS dont le type d'antenne, dipôle croisé incliné ou dipôle incliné

En second ligne ce sont les mêmes paramètres que ceux de la première ligne mais cette fois ci pour le MS.

Valeurs de XPD ou la polarisation croisée en dBs

En quatrième ligne angle d'inclinaison des antennes de BS par rapport à l'axe Z (aBS)

En quatrième ligne angle d'inclinaison des antennes de MS par rapport à l'axe Z (bMS)

A3.3 Remarques

Notons que ces interfaces restent inchangées quelque soit le type d'environnement que nous aurions choisi, seul quelques valeurs attribués par défauts varieront.

Aussi les résultats graphiques seront les même représentations quelque soit l'environnement, ces graphiques résultantes seront affichés comme suit :

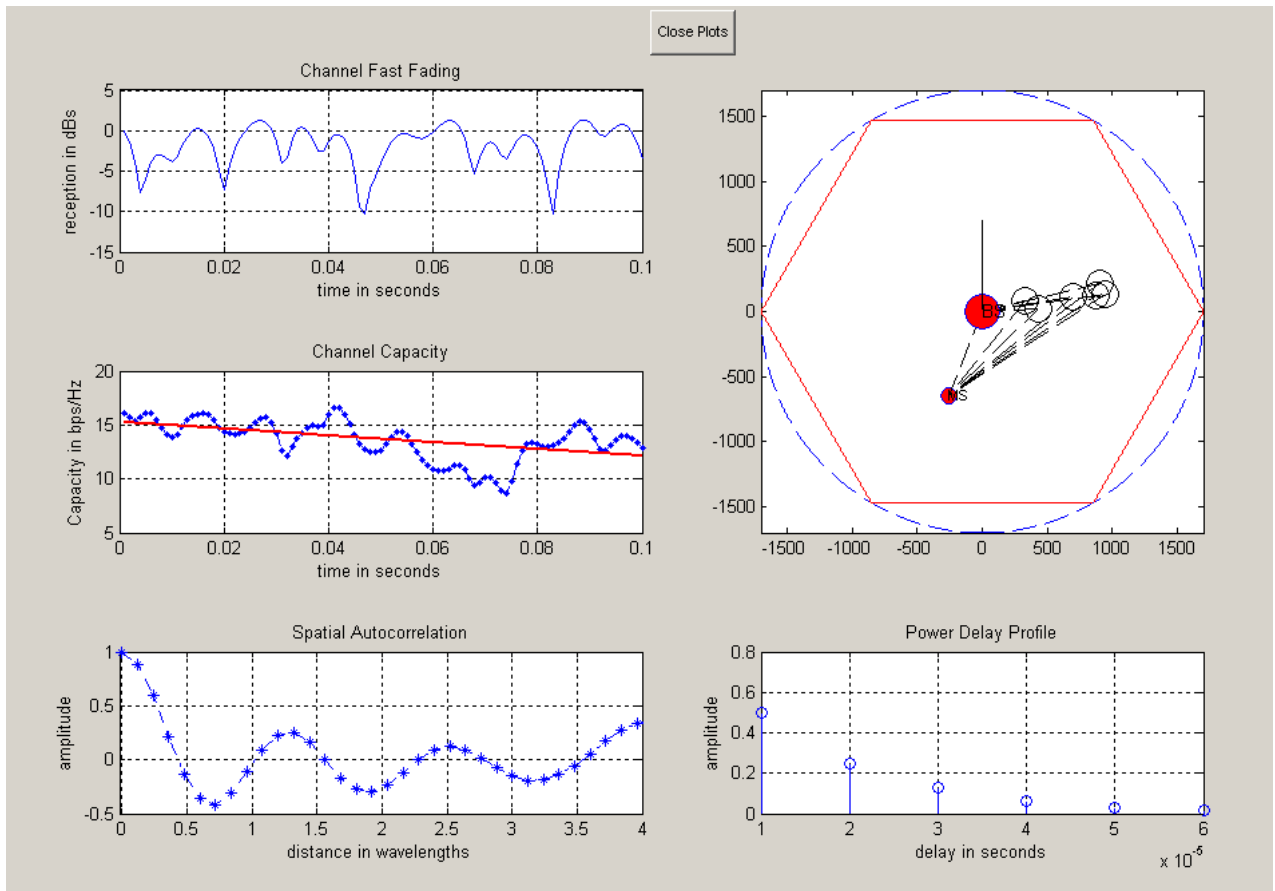


Figure A3.07 : Résultats graphiques

Les résultats graphiques seront représentés comme suit, on les a montrés dans une seule figure afin de faciliter l'interprétation.

A3.4 Résultats numériques

Ces résultats seront importés de puis des fichiers d'importation de données MATLAB, pour qu'on pourrait collecter les résultats tels que :

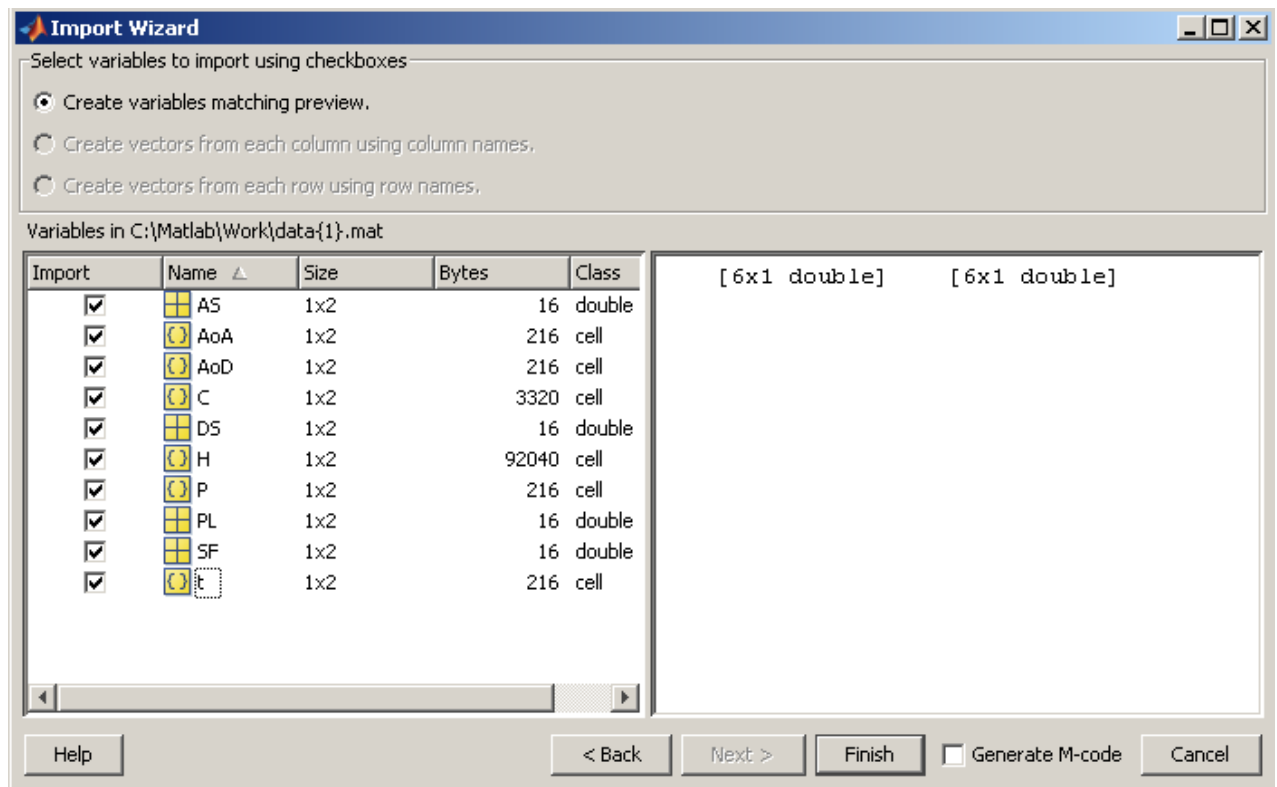


Figure A3.08 : Résultats numériques à importer

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Mdeda A., « L'emplacement des stations de base de la norme UMTS », Sup'com : Tunis, 2006.
- [2] El Zein G., Farhat H. et Lostanlen Y., « *Caractérisation, modélisation, simulation et capacité du canal de transmission MIMO* », Projet Techim@ges et CPER PALMYRE II : Région Bretagne.
- [3] Foschini G. J. et Gans M.J., « *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas* », IEEE Wireless Pers. Comm., vol. 6 no. 3, pp. 311-335, March 1998.
- [4] Bello P. A., « *Characterization of randomly time-variant linear channels* », IEEE Transac. on Comm., pp.360-393, Dec. 1963.
- [5] Eggers P. C. F., « *Angular-temporal domain analogies of the short term mobile radio propagation channel at the base station* », IEEE Pers., Indoor and Mobile Radio Comm. Symp., pp.742-746, Oct. 1996.
- [6] Durgin G., « *Theory of stochastic local area channel modeling for wireless communications* », Phd. Thesis in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Dec. 2000.
- [7] Saïdi T. et Sentieys O. et Roy S., « *Prototype MIMO temps réel pour l'UMTS* », Article, Lab. de Radiocomm. et de Traitement du Signal : Québec.
- [8] Abbe E. et Lévêque O. et Teletar E. et Zheng L. « *Invariant random matrices and multi-antennas* », Article, Lids-Mit et Lthi-Epfl.
- [9] Teletar E., « *Capacity of multi-Antenna Gaussian Channels* », European Trans. On Telecomm., Vol. 10 no.6, pp.585-595, 1996.
- [10] Yannick C., « *Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements* »

complexes: Application au système HiperLAN/2 », Thèse Ecole Supérieure des Télécommunications de Bretagne, Feb. 2006.

[11] Shannon C.E., « *A mathematical theory of communication* », Techn. Journal AT&T Bell Labs, Oct. 1948.

[12] Picol S., « Conception et réalisation de la partie numérique d'un simulateur matériel pour les canaux de propagation MIMO », Thèse Institut National des Sciences Appliquées : Paris, Nov. 2008.

[13] Poon A. S. Y., Tse D. N. C. et Brodersen R.W., « An adaptive multiantenna transceiver for slowly flat fading channel », IEEE Trans. Commun., vol. 51 no11, pp. 1820–1827, Nov. 2003.

[14] Guguen P., « *Techniques multi-antennes émission-réception - Application aux réseaux domestiques sans fils* ». Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes : France, 2003.

[15] Scaglione A., Stoica P., Barbarossa S., Giannakis G. B. et Sampath H., « *Optimal designs for space-time linear precoders and decoders* », IEEE Trans. Signal Processing, vol. 50 no5, pp. 1051–1064, May 2002.

[16] Sampath H. et Paulraj A., « *Linear precoding for space-time coded systems with known fading correlations* », IEEE Commun. Lett., vol. 6 no6, pp. 239–241, June 2002.

[17] Sampath H., Stoica P. et Paulraj A., « Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion », IEEE Trans. Commun., vol. 49 no12, pp. 2198–2206, Dec. 2001.

[18] Collin L., « *Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale* », Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Dec. 2002.

[19] Bouvet P.J., « *Récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes* », Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Jan. 2006.

[20] Shannon C.E., « *Communication in the presence of noise* », In Proc. of the IRE, vol.37, pp.10-21, Jan. 1949.

- [21] Debbah M. et Dumon J. et Hachem W., « *Etude des canaux MIMO de Rice* », Article Université de marne La Vallée, Apr. 2005.
- [22] Foschini G. J., « Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas », *Bell Syst. Tech. Journal* vol. 1, pp. 41–59, Oct. 1996.
- [23] Caire G., Taricco G. et Biglieri E., « *Bit-interleaved coded modulation* », *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 927–945, May 1998.
- [24] Wolniansky P., Foschini G. J., Golden G. et Valenzuela R., « *V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel* ». In *Proceedings of ISSSE'98*, Pisa: Italy, Sept. 1998.
- [25] Tonello A. M., « *Space-time bit-interleaved coded modulation with an iterative decoding strategy* ». In *Proceedings of VTC Fall'00*, pages 473–478, Boston: USA, Sept. 2000.
- [26] Vikalo H., Hassibi B. et Kailath T., « *Iterative decoding for MIMO channels via modified sphere decoding* », *IEEE Trans. Wireless. Commun.*, vol. 3 no6, pp. 2299–2311, Nov. 2004.
- [27] Tarokh V., Seshadri N. et Calderbank R., « Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction », *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44 no2, pp. 744–765, March 1998.
- [28] Alamouti S. M., « *A simple transmit diversity technique for wireless communications* », *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16 no8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [29] Tarokh V., Jafarkhani H. et Calderbank R., « Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results », *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17 no3, pp. 451–460, March 1999.
- [30] Tarokh V., Jafarkhani H. et Calderbank R., « *Space-time block codes from orthogonal designs* », *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45 no4, pp. 1456–1467, July 1999.
- [31] Ganesan G. et Stoica P., « Space-time diversity using orthogonal and amicable orthogonal designs », *Wireless Pers. Commun.*, vol. 18, pp. 165–178, Aug. 2001.

- [32] Jafarkhani H., « *A quasi-orthogonal space-time block code* », IEEE Trans. Commun., vol. 49 no1, pp. 42–45, Jan. 2001.
- [33] Tirkkonen O., Boariu A. et Hottinen A., « *Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ Tx antennas* », In Proceedings of ISSSTA'00, pp. 429–432, New Jersey: USA, Sept. 2000.
- [34] Zoltowski M. D. et Breinholt M. B., « *Space-time block codes using square Hankel data blocks* », In Proceedings of VTC Fall '01, pp. 372–374, Atlantic City: USA, Oct. 2001.
- [35] Xin Y., Wang Z. et Giannakis G. B., « *Space-Time Diversity Systems Based on Unitary Constellation-Rotating Precoders* », In Proceedings of AS-SPCC'00, Lake Louise: Canada, Oct. 2000.
- [36] Xin Y., Wang Z. et Giannakis G. B., « *Space-time constellation-rotating codes maximizing diversity and coding gains* », In Proceedings of GLOBECOM'01, San Antonio: Texas, Nov. 2001.
- [37] Da V. M. Silva et Sousa E. S., « *Fading-resistant modulation using several transmitter antennas* », IEEE Trans. Commun., pp. 1236–1244, Oct. 1997.
- [38] Le Nir V. et Hélaré M., « *Reduced-complexity space-time block coding and decoding schemes with block linear precoding* », IEEE Elec. Letters, vol. 39 no14, pp. 1066–1068, July 2003.
- [39] Viterbo E. et Boutros J., « *A universal lattice code decoder for fading channels* », IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45 no5, pp. 1639–1642, May 1999.
- [40] Hassibi B. et Hochwald B. M., « *High-rate codes that are linear in space and time* », IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48 no7, pp. 1804–1824, July 2002.
- In Proceedings of GLOBECOM'01, (San Antonio, Texas), Nov. 2001.
- [41] Gohary R. H. et Davidson T. N., « *Design of linear dispersion codes : some asymptotic guidelines and their implementation* », In Proceedings of Signal Processing Advances in Wireless Communications, Roma: Italia, June 2003.
- [42] Damen M. O., Chkeif A. Belfiore et J. C., « *Lattice code decoder for space-time codes* ».

IEEE Commun. Lett., vol. 4 no5, pp. 166–169, May 2000.

[43] Tarokh V., Naguib A., Seshadri N. et Calderbank R., « Space-time Codes for High Data Rate Wireless Communication : Performance Criteria In the Presence of Channel Estimation Errors, Mobility, and Multiple Paths », IEEE Trans. Commun., vol. 47 no2, pp. 199–207, Feb. 1999.

[44] Damen M. O., Abed-Meraim K. et Belfiore J-C., « *Diagonal Algebraic Space-Time Block Codes* », IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48 no3, pp. 628–636, March 2002.

[45] Damen M. O. et Beaulieu N. C., « *On diagonal Algebraic Space-Time Block Codes* », IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 51 no6, pp. 911–919, June 2003

[46] El Gamal H. et Damen M. O., « *Universal Space-Time Coding* », IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 49 no5, pp. 1097–1118, 2003.

[47] Marzetta T. L. et Hochwald B. M., « *Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading* », IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45 no1, pp. 139–157, 1999.

[48] Hochwald B. M. et Marzetta T. L., « *Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading* », IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 46 no2, pp. 543–564, March 2000.

[49] Tarokh V. et Jafarkhani H., « *A Differential Detection Scheme for Transmit Diversity* », IEEE

J. Select. Areas Commun., vol. 18 no7, pp. 1169–1174, July 2000.

[50] Hughes B. L., « *Differential space-time modulation* », IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 46 no7, pp. 2567–2578, Nov. 2000.

- [51] Hochwald B. M. et Sweldens W., « *Differential unitary space-time modulation* », IEEE Trans. Commun., vol. 48 no12, pp. 2041–2052, Dec. 2000.
- [52] Hassibi B. et Hochwald B. M., « *Cayley differential unitary space-time codes* », IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48 no6, pp. 1485–1503, June 2002.
- [53] Bjerke B. A. et Proakis J. G., « *Equalization and decoding for multiple- input multiple-output wireless channels* », EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Special Issue on Space-Time Coding and its Application PartI, vol. 2002 no3, pp. 249–266, March 2002.
- [54] Choi W.-J., Cheong K.-W. et Cioffi J. M., « *Iterative soft interference cancellation for multiple antenna systems* », In Proceedings of WCNC'00, vol. 1, pages 304–309, Chicago: USA, Sept. 2000.
- [55] Abe T. et Matsumoto T., « *Space-time turbo equalization in frequency-selective MIMO channels* », IEEE Trans. Vehicular. Techn., vol. 52 no3, pp. 469–475, May 2003.
- [56] Visoz R. et Berthet A. O., « *Iterative decoding and channel estimation for space-time BICM over MIMO block fading multipath AWGN channel* », IEEE Trans. Commun., vol. 51 no8, pp. 1358–1367, Aug. 2003.
- [57] Wautelet X., Dejonghe A. et Vandendorpe L., « *MMSE-based fractional turbo receiver for space-time BICM over frequency-selective MIMO fading channels* », IEEE Trans. Signal Processing, vol. 52 no6, pp. 1804–1809, June 2004.
- [58] Al-Dhahir N., Naguib A. F. et Calderbank A. R., « *Finite-length MIMO decision feedback equalization for space-time block-coded signals over multipath-fading channels* », IEEE Trans. Vehicular. Techn., vol. 50 no1, pp. 1176–1182, July 2001.

- [59] Raleigh G. G. et Cioffi J. M., « *Spatio-temporal coding for wireless communication* ». IEEE Trans. Commun., vol. 46, pp. 357–366, March 1998.
- [60] Djknavorian P., « *MIMO pour les nuls* », Lab. de Radio Télécomm. et de Traitement du Signal Université Laval, Jan. 2006.
- [61] Winters J. H., « The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh Fading », IEEE Transac. Vehic. Technical, vol.47 no.1, Feb. 1998.
- [62] Winters J. H., « On the capacity of radio communication systems with diversity in Rayleigh fading environment », IEEE Journ. Selected Areas on Comm., vol. SAC-5, June 1987.
- [63] Fonollosa J., Heikkilä M., Majonen K., Mestre X., Pagès A., Tiirola E., Wiesel A. et Ylitalo J., « *Implementation of relevant algorithms* », Rapport technique IST-2000-30148 I-METRA D3.2,v1.0.,2002.
- [64] WG1 G. T. R., « *High speed downlink packet access: Physical layer aspects* », Rapport technique 25.858, v5.0.0., 2002.
- [65] Quax M., Huisken J. et Meerbergen J. V., « A scalable implementation of a reconfigurable wcdma rake receiver. Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition », vol. 3, pp. 230–235, 2004.
- [66] Lingwood S., Kaufmann H. et Haller B., « *Asic implementation of a direct-sequence spread-spectrum rake-receiver* », IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 2, pp. 1326–1330, 1994.
- [67] Nilsson M., « *Efficient asic implementation of a wcdma rake receiver* », Master's thesis, Lulea University of Technology, 2002.
- [68] Harju L., Kuulusa M. et Nurmi J., « A flexible rake receiver architecture for wcdma mobile terminals. Journal of VLSI Signal Processing », Kluwer Academic Publishers, 39 (1-2), pp.147–160, 2005.
- [69] Menard D., Guitton M., Quemerais P. et Sentieys O., « *Efficient implementation of a wcdma rake receiver on the tms320c64x* », 37th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2003.

[70] Holma H. et Toskala A., «WCDMA for UMTS», Wiley, 2001.

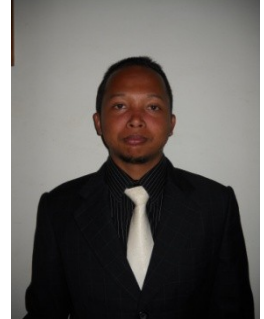
[71] Xirouchakis I. A. « *Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations* », Physics Dep., Univ. of Athens, Release 6 3gpp tr 25.996 v6.1.0, Sept. 2003.

[72] Gershman A. B., « Space time processing for MIMO communications », Wiley.

[73] Le Saux B. et H elard M. et Bouvet P-J., « Comparaison des techniques MIMO coh erentes et non- coh erentes sur canal rapide s electif en fr equance », France T el ecom R&D.

[74] P atzold M., Hogstad B. O., « *A Wideband MIMO Channel Model Derived From the Geometric Elliptical Scattering Model* », Faculty of Engineering and Science, Agder University College P.O. Box 509 NO-4898 Grimstad, Norway.

FICHE DE RENSEIGNEMENTS



Nom : RAMANANJO

Prénoms : Nary Lova

Adresse de l'auteur : Lot 100 Cité SEIMad Avenir Mandrimena Iavoloha

Antananarivo 102

Madagascar

Tél. : +261 33 12 362 51ou +261 34 01 082 55

E-mail : rnlova@gmail.com

Titre du mémoire : SIMULATION DE LA CAPACITE CANAL UMTS PAR LA TECHNIQUE MIMO

Nombre de pages : 107

Nombre de tableaux : 18

Nombre de figures : 50

Mots clés : mimo, umts, techniques multi-antenne, multipath.

Directeur de mémoire : M. RANDRIAMITANTSOA Paul Auguste

Co-directeur de mémoire : M. ANDRIAMIASY Valinjaosera Zidora

Résumé

Ce mémoire consiste à étudier l'application de la technique multi-antennaire MIMO dans un environnement radio mobile, ainsi on avance l'étude pour l'optimisation de la capacité canal avec comme objectif d'augmenter le débit de transmission, l'efficacité spectrale, et la robustesse des transmissions. L'étude comparera d'abord le cas traditionnelle SISO au cas MIMO, puis on exposera les théories fondamentales de modélisation du MIMO, qui se débute par l'étude du canal de transmission, le choix des types d'antennes, et les paramètres utiles pour le bon positionnement des ces antennes. La méthode de travail est l'étude des faits plus proche de la réalité, c'est-à-dire à partir d'un simulateur de canal MIMO spatial, on fait l'analyse des résultats, tel que le niveau de réception au récepteur, la capacité canal, l'évanouissement rapide du canal, et l'autocorrélation spatial suivant la longueur d'onde. A partir de tout cela nous en tirons une conclusion qui affirme que la technique MIMO nous permet d'avoir un débit de transmission élevé qu'en SISO, SIMO ou MISO en utilisant les mêmes valeurs de puissance à l'émission.

Abstract

This memory consists in studying the application of the technique MIMO in a mobile radio operator environment, thus one advances the study for the optimization of the capacity channel with like objective increasing the rate of transmission, the spectral efficiency, and the robustness of the transmissions. The study will compare initially case traditional SISO with case MIMO, then one will expose the fundamental theories of modeling of the MIMO, which is begin with the study from the transmission channel, the choice of the types of antennas, and the parameters useful for the good positioning as of these antennas. The work method is the study of the facts closer to reality, i.e. starting from a simulator of space channel MIMO; one makes the analysis of the results, such as the level of reception to the receiver, the capacity channel, the fast fading of the channel, and the autocorrelation space according to the wavelength. From all that we let us draw from it a conclusion which affirms that technique MIMO enables us to have a high rate of transmission that in SISO, SIMO or MISO by using the same values of power to the emission.

