

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
À L'OBTENTION DE LA  
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE  
M.Eng.

PAR  
JEMMALI ALI

MODÉLISATION ET ÉMULATION DES CANAUX DE PROPAGATION DES  
SYSTÈMES MIMO

MONTREAL, LE 15 NOVEMBRE 2004

(c) droits réservés de Jemmali Ali

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ  
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Ammar B. Kouki, directeur de mémoire  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Fadhel Ghannouchi, professeur  
Département de génie électrique à l'École polytechnique de Montréal

M. René Jr. Landry, président du jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC  
LE 27 AOUT 2004  
À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

# **MODÉLISATION ET ÉMULATION DES CANAUX DE PROPAGATION DES SYSTÈMES MIMO**

Ali Jemmali

## **SOMMAIRE**

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

Dans ce mémoire, on s'intéresse à la modélisation du canal matriciel des systèmes MIMO. Différents modèles du canal MIMO ont été examinés et deux parmi ces modèles ont été implémentés dans SPW afin de faciliter la simulation et l'étude de performance des systèmes MIMO sans fil. Pour valider l'implémentation de ces modèles, nous avons analysé l'effet de corrélation sur le taux d'erreur du symbole d'un système MIMO.

Une investigation de la corrélation et de la capacité du canal MIMO basée sur des mesures RF incorporées a été menée. Nous avons démontré qu'une décomposition adéquate de la matrice originale du canal fait apparaître une matrice mesurable. Les résultats des simulations ont démontré que la capacité, calculée à base de la matrice mesurable, dépend de la corrélation. Cette dépendance est la même que celle de la capacité calculée à base de la matrice originale avec une différence quasi constante.

# MATRIX CHANNEL MODELING OF MIMO SYSTEMS

Ali Jemmali

## ABSTRACT

Next generation broadband radio systems must deliver unprecedented performance and higher data rates, while coping with increased spectral congestion. To achieve these goals, a new transmission technique called MIMO (Multi Input Multi Output) has emerged. This technique is based on the use of multiple antennas at both the transmitter and the receiver sides. Research has shown that these systems are able to achieve high spectral efficiency. The design and simulation of MIMO systems require profound knowledge of the radio channel.

In this thesis, we are interested in the MIMO channel modeling. Different MIMO channel models are examined and two of these models are implemented in SPW to help simulation and performance studies of MIMO wireless systems. In order to validate the implemented models we analysed the effect of the correlation on the symbol error rate (SER) performance of a MIMO system.

The investigation of MIMO channel correlation and capacity based on partial embedded RF measurements is then presented. We show that proper decomposition of the channel matrix leads to a RF measurable matrix. Simulations results show that the capacity computed based on the RF measurable matrix was found, follow the same dependence on correlation as that based on the original channel matrix with a quasi-constant difference.

## **AVANT-PROPOS ET REMERCIEMENTS**

Je tiens en premier lieu à exprimer ma profonde reconnaissance à mon directeur de recherche Ammar Kouki, professeur au département de génie électrique, pour ses orientations et son soutien au cours de ce projet.

Je remercie tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail en acceptant de l'évaluer. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude.

Je remercie particulièrement ma chère femme pour son encouragement et son soutien psychologique.

Je remercie également tous mes collègues du LACIME pour leur aide et échanges de points de vue durant toute la période de ma recherche.

## TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE .....	i
ABSTRACT .....	ii
AVANT-PROPOS ET REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES .....	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	viii
LISTE DES FIGURES.....	ix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES.....	xi
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 THÉORIE DE MODÉLISATION DES CANAUX SISO.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Évanouissements à grande échelle (Large Scale Fading).....	6
1.2.1 Perte du trajet.....	6
1.2.2 Effet de masque (Shadowing).....	7
1.3 Évanouissements à petite échelle (Small Scale Fading).....	8
1.4 Caractérisation des évanouissements à petite échelle.....	9
1.4.1 Dispersion temporelle.....	9
1.4.2 Dispersion fréquentielle.....	12
1.5 Type d'évanouissement à petite échelle.....	14
1.5.1 Évanouissement dû aux dispersions temporelles .....	15
1.5.2 Évanouissement dû aux dispersions fréquentielles .....	17
1.6 Paramètres statistiques d'ordre deux.....	20
1.6.1 Spectre Doppler et canaux stationnaire au sens large (WSS).....	21
1.6.2 Profil de puissance des retards et canaux à diffusion non corrélée .....	22
1.6.3 Fonction de diffusion et canaux WSSUS .....	22

CHAPITRE 2	MODÈLES DE PROPAGATION SISO.....	25
2.1	Modèles de propagation à évanouissement à grande échelle.....	25
2.1.1	Modèles de propagation "outdoor".....	25
2.1.2	Modèles de propagation "indoor".....	29
2.2	Modèles statistiques d'évanouissement à petite échelle.....	32
2.2.1	Modèle de Ossana.....	32
2.2.2	Modèle de Clarke.....	33
2.2.3	Modèle à évanouissement de Rayleigh à deux rayons.....	33
2.2.4	Modèle statistique de Saleh et Valenzuela.....	35
2.2.5	Modèles statistiques "indoor" et "outdoor" SIRCIM et SMRCIM.....	35
2.3	Simulation des canaux à évanouissement à petite échelle.....	36
2.3.1	Méthode de Jakes.....	36
2.3.2	Méthode de filtrage.....	40
CHAPITRE 3	MODÈLES DES CANAUX MIMO.....	41
3.1	Introduction.....	41
3.2	Capacité d'un canal MIMO.....	42
3.3	Aspects de modélisation des canaux MIMO.....	43
3.3.1	Spectre angulaire et étalement azimutal.....	44
3.3.2	Concept de modèle à double direction.....	51
3.4	Modèles de propagation des canaux MIMO.....	52
3.5	Modèle i.i.d.....	54
3.6	Modèle "Pin hole".....	54
3.6.1	Principe du modèle.....	55
3.6.2	Matrice du canal.....	58
3.7	Modèle à base de corrélation.....	60
3.7.1	Principe du modèle.....	61
3.7.2	Matrice de corrélation du canal.....	62
3.7.3	Génération des coefficients corrélés du canal.....	64
3.8	Modèle stochastique basé sur la géométrie.....	66

3.8.1	Principe du modèle .....	66
3.8.2	Génération de la réponse impulsionnelle du canal .....	69
3.9	Modèle stochastique paramétrique.....	71
3.9.1	Modèle de signal.....	72
3.9.2	Modélisation de l'évanouissement spatio-temporel .....	73
3.10	Modèle SUI .....	78
3.11	Conclusion .....	81
CHAPITRE 4 IMPLÉMENTATION DES MODÈLES SUR SPW ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS .....		82
4.1	Introduction .....	82
4.2	Aperçu du logiciel SPW .....	82
4.3	Modèles existant sur SPW .....	84
4.4	Implémentation des modèles MIMO dans SPW .....	85
4.4.1	Création du symbole du modèle .....	85
4.4.2	Création de symbole d'affichage des paramètres .....	88
4.4.3	Liaison des deux symboles .....	88
4.4.4	Génération des fichiers gabarits (.h et .c) .....	89
4.5	Modèles implémentés.....	89
4.5.1	Implémentation du modèle "keyhole" .....	90
4.5.2	Simulation du canal .....	92
4.5.3	Implémentation du modèle METRAMIMO.....	95
4.5.4	Simulation du canal .....	96
4.5.5	Effet de corrélation sur les performances de l'algorithme V-BLAST.....	98
CHAPITRE 5 ESTIMATION PARTIELLE DU CANAL À BASE DES MESURES RF .....		102
5.1	Introduction .....	102
5.2	Décomposition de la matrice H du canal .....	103
5.3	Capacité de canal.....	105
5.4	Simulation de canal MIMO.....	107



5.4.1	Modèle de corrélation uniforme .....	108
5.4.2	Modèle de corrélation exponentielle .....	108
5.4.3	Corrélation des éléments de la matrice originale H.....	109
5.5	Résultats de simulation .....	110
5.6	Mesure de l'amplitude et de la phase relative du signal RF .....	113
5.7	Conclusion .....	118
CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS .....		119
BIBLIOGRAPHIE .....		121

## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I Classification des modèles SISO .....	36
Tableau II Catégorie des canaux .....	79
Tableau III Classification des modèles SUI.....	79
Tableau IV Canaux SUI de catégorie C.....	79
Tableau V Définition du canal SUI-3 .....	80
Tableau VI Paramètres du modèle OWFMIMO.....	90

## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1 Évanouissements à petite et à grande échelle .....	5
Figure 2 Effet à grande échelle et perte de trajet .....	6
Figure 3 Un exemple de modèle de réponse impulsionnelle discrète.....	9
Figure 4 Exemple de réponse impulsionnelle d'un canal "indoor" .....	10
Figure 5 Canal non sélectif en fréquence.....	15
Figure 6 Canal sélectif en fréquence.....	16
Figure 7 Évanouissement rapide pour des symboles carrés simples.....	18
Figure 8 Évanouissement lent pour des symboles carrés simples.....	19
Figure 9 Type d'évanouissement subi par un signal.....	19
Figure 10 Construction de profil du terrain entre TX et RX.....	26
Figure 11 Modèle d'Ericson de perte de trajet interne.....	31
Figure 12 Modèle d'un canal à deux rayons .....	34
Figure 13 Méthode de Jakes pour la simulation d'un canal de Rayleigh .....	37
Figure 14 Principe de simulation du canal de Rayleigh.....	39
Figure 15 Simulation du canal de Rayleigh par la méthode de filtrage .....	40
Figure 16 Corrélation temporelle pour différentes fréquences Doppler .....	48
Figure 17 Différence entre le canal de propagation et le canal radio.....	52
Figure 18 Scénario de propagation pour le système SIMO .....	55
Figure 19 Scénario de propagation pour le système MIMO .....	56
Figure 20 Procédure de simulation du canal MIMO basée sur la corrélation.....	65
Figure 21 Scénarios de diffusion : Simple et double .....	67
Figure 22 Scénario de diffusion lointaine .....	68
Figure 23 Scénarios de guide d'ondes et de diffraction.....	69
Figure 24 Scénario du modèle.....	71
Figure 25 Différents scénarios de diffuseurs locaux du côté RX.....	77

Figure 26	Les modules de SPW .....	84
Figure 27	Symbole du modèle .....	86
Figure 28	Édition du symbole dans SPW .....	87
Figure 29	Boîte de dialogue pour créer le lien entre symboles.....	89
Figure 30	Le symbole du modèle OWFMMIMO .....	91
Figure 31	Interface de configuration des paramètres du modèle “keyhole” .....	92
Figure 32	Schéma bloc de simulation .....	93
Figure 33	Signal 16 QAM à l’entrée du canal MIMO .....	94
Figure 34	Signal à la sortie de canal .....	94
Figure 35	Symbole du modèle METRA_MIMO .....	96
Figure 36	Signal 16 QAM à l’entrée du canal MIMO .....	97
Figure 37	Signal à la sortie du canal METRA_MIMO.....	97
Figure 38	Schéma bloc d’un système MIMO .....	98
Figure 39	Performances des détections V-BLAST en fonction de la corrélation.....	100
Figure 40	Système MIMO 2x2 .....	103
Figure 41	Capacité de système MIMO, $N = 10, 5$ et $\rho = 30$ dB. ....	110
Figure 42	Capacité de système MIMO, $N = 8, 4$ et $\rho = 30$ dB.....	111
Figure 43	Principe de mesure des rapports des signaux .....	113
Figure 44	Topologie d’une jonction à six ports .....	116
Figure 45	Diagramme des blocs fonctionnels du circuit AD8302.....	117
Figure 46	Implémentation du circuit AD8302 dans le récepteur.....	117

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

AFD	Durée moyenne d'évanouissement (Average Fade Duration)
APS	Azimuth Power Spectrum
BS	Station de Base
Bc	Bande de cohérence
BLAST	Bell labs LAYered Space Time
DOD	Direction Of Departure (Direction de départ)
DOA	Direction Of Arrival (Direction d'arrivée)
D-BLAST	Diagonal Bell labs LAYered Space Time
i.i.d	indépendant et identiquement distribué
ISI	Interférence inter symboles
LOS	Line Of Sight
LCR	Taux de passage de niveau
MISO	Multi Input Single Output
MIMO	Multi Input Multi Output
METRA	Multi-Element Transmit and Receive Antennas
MS	Station Mobile
MMSE	Minimum Mean Square Error
NLOS	No Line Of Sight
OWFMIMO	Outdoor Wireless Flat MIMO
PCS	Système de communication personnelle
PDS	Power Delay Spectrum
PDF	Probability density Function
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RMS	Root Mean Square
RX	Récepteur

SISO	Single Input Single Output
SNR	Rapport signal à bruit
SIRCIM	Simulation of Indoor Radio Channel Impulse response Models
SMRCIM	Simulation of Mobile Radio Channel Impulse response Models
SPW	Signal Processing Worksystem
SCF	Spatial Correlation Function
T <sub>c</sub>	Temps de cohérence
T-BLAST	Turbo Bell labs LAYered Space Time
TX	Émetteur
US	Diffusion non corrélée
WSS	Stationnaire au sens large
WSSUS	Stationnaire au sens large et Diffusion non corrélée
$\sigma$	Écart-type
$\sigma^2$	Variance
$\tau$	Délai

## INTRODUCTION

Les systèmes de communication sans fil à antennes multiples, ou systèmes MIMO (Multi Input Multi Output), ont le potentiel d'augmenter considérablement la capacité des transmissions hertziennes et d'améliorer la robustesse, sans augmenter la puissance d'émission et les bandes de fréquences allouées. Ces systèmes utilisent plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception opérant généralement sur une même largeur de bande.

### **Problématique**

Comparativement aux techniques SISO (Single Input Single Output), les techniques des systèmes MIMO exploitent la dimension spatiale du canal de propagation caractérisée par la corrélation spatiale. La modélisation des canaux est dans ce cas très importante pour la conception et l'analyse des systèmes de communications. Dans le cas d'un système MIMO à  $N_r$  antennes de réception, il est possible de mettre en évidence plusieurs canaux de propagation indépendants qui correspondent à des modes de propagation propres, associés aux trajets des signaux entre l'émetteur et le récepteur. Le nombre de ces modes propres dépend du degré de corrélation entre les canaux SISO élémentaires. Ainsi le développement de ces systèmes requiert l'étude du canal de propagation, afin d'en connaître les caractéristiques statistiques en fonction de l'environnement (atténuations, multi-trajets, dispersion des retards, évanouissements, etc). Dans ce travail de recherche, nous nous orientons particulièrement vers la connaissance et la modélisation du canal de propagation MIMO afin de développer des outils adaptés lors de l'analyse des performances d'une chaîne de transmission MIMO.

### **Objectifs :**

L'objectif de ce mémoire est d'étudier les différents types de modèles de canal MIMO en vue d'examiner leur pertinence et d'implémenter quelques modèles dans un logiciel de

conception assisté par ordinateur. Ainsi, en simulant les caractéristiques spatiales du canal, on pourra étudier les performances d'un système MIMO 2x2 en fonction de la corrélation spatiale du canal. Un deuxième volet du projet consiste à proposer une approche d'estimation partielle du canal à base des mesures RF. Cette approche peut avoir des avantages par rapport aux méthodes classiques d'estimation du canal basées sur les séquences d'apprentissage. Notre démarche consiste à décomposer la matrice originale du canal en une multiplication des deux matrices pour extraire une matrice dont les éléments sont mesurables.

### **Contributions :**

Ce mémoire est, entre autres, une revue sur les principaux modèles de canal MIMO. Le développement théorique de ces modèles ainsi que leur simulation sont à même de solliciter l'intérêt de projets de recherche futurs. L'intégration des modèles sur les logiciels de conception assistée par ordinateur permettra de faciliter l'étude de performances et le développement des systèmes MIMO. La nouvelle approche d'estimation partielle du canal basée sur la décomposition de la matrice originale du canal, permettra de développer des procédures d'adaptation des systèmes MIMO.

### **Structure du mémoire :**

Ce mémoire est composé de cinq chapitres. Dans le premier chapitre, les notions générales de modélisation des canaux de propagation sont présentées. Le second chapitre relate, de manière spécifique, les différents modèles SISO existants. Les méthodes de simulation de ces modèles sont aussi présentées. Au chapitre 3, une description des différents modèles des canaux MIMO les plus connus dans la littérature est présentée. L'implémentation des modèles dans SPW est décrite au chapitre 4. L'effet de la corrélation sur les performances d'un système MIMO 2x2 avec l'algorithme V-BLAST est aussi abordé. L'approche d'estimation partielle du canal à base des mesures



RF est décrite au chapitre 5. Les résultats de simulations de la capacité du canal en fonction de la décomposition matricielle du canal sont également présentés. Une conclusion et quelques recommandations se retrouvent à la fin du mémoire.

## CHAPITRE 1

### THÉORIE DE MODÉLISATION DES CANAUX SISO

#### 1.1 Introduction

Le canal radio mobile place des limites fondamentales sur les performances d'un système de communication mobile. Le trajet de transmission entre l'émetteur et le récepteur peut varier d'un simple chemin direct (LOS) à un chemin indirect (NLOS) avec plusieurs obstacles (des bâtiments, des montagnes, des arbres, etc...). Comparativement aux canaux filaires prédictibles et stationnaires, les canaux radio sont extrêmement aléatoires et n'offrent pas une analyse simple. Historiquement, modéliser le canal radio a été la partie la plus difficile de la conception de systèmes radio mobiles et elle est faite d'une façon statistique, basée sur des mesures élaborées spécifiquement pour un système de communication bien déterminé.

Les mécanismes derrière la propagation d'ondes électromagnétiques sont divers, mais peuvent être généralement attribués aux réflexions, diffraction et diffusion. La plupart des systèmes radio cellulaires fonctionnent dans un environnement urbain où il n'y a pas de chemin direct entre l'émetteur et le récepteur et où la présence des grands bâtiments engendre une perte de diffraction sévère. Dues aux réflexions multitrajets de différents objets, les ondes électromagnétiques se propagent le long des différents trajets de différentes longueurs. L'interaction entre ces ondes cause un évanouissement multitrajets à un endroit spécifique et le niveau de l'onde diminue en s'éloignant de l'émetteur.

Traditionnellement, les modèles de propagation étaient basés sur la prédiction du niveau moyen du signal reçu à une distance donnée de l'émetteur. Les modèles de propagation qui prédisent le niveau moyen du signal pour une distance entre l'émetteur et le

récepteur sont appelés modèles de propagation à grande échelle. Ces types de modèles sont utiles pour estimer la couverture radio d'un émetteur, puisqu'ils caractérisent le niveau du signal reçu sur une distance de séparation émetteur-récepteur assez large. D'un autre côté, les modèles de propagation caractérisant les fluctuations rapides du niveau de signal reçu sur une distance courte, ou sur une courte durée de temps, sont appelés modèles de propagation à petite échelle. A la figure 1, les évanouissements à petite et à grande échelle sont représentés pour un système de communication interne [1]

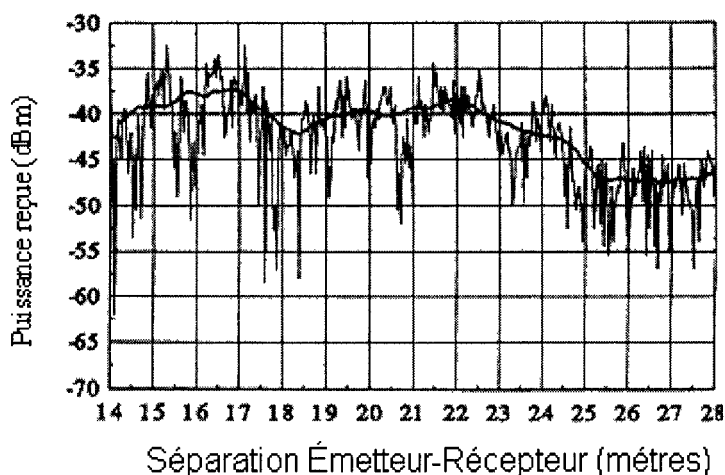


Figure 1 Évanouissements à petite et à grande échelle

Pour un mobile qui se déplace sur une petite distance, le niveau instantané du signal reçu peut fluctuer rapidement, causant un évanouissement à petite échelle. La raison est que le signal reçu est une somme de plusieurs contributions venues de directions différentes. Puisque les phases sont aléatoires, la somme des contributions varie largement, comme par exemple un évanouissement ayant une distribution de Rayleigh. En s'éloignant d'une grande distance de l'émetteur, la moyenne locale du signal reçu par le mobile diminuera graduellement et cette moyenne locale du signal est généralement prédite par les modèles de propagation à grande échelle. Typiquement, la puissance moyenne locale reçue est calculée en prenant la moyenne des mesures du signal sur une distance de  $5\lambda$  à

40λ. Les fréquences des systèmes cellulaires dans la bande 1 GHz à 2 GHz, correspondent aux mesures de la puissance moyenne locale reçue sur un déplacement de 1 m à 10 m. A la figure 1, nous illustrons les évanouissements à petite échelle et les évanouissements à grande échelle pour un système de communication radio interne. Dans ce chapitre, nous étudierons les deux effets séparément.

## 1.2 Évanouissements à grande échelle (Large Scale Fading)

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

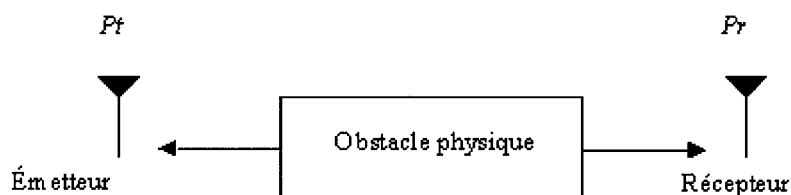


Figure 2 Effet à grande échelle et perte de trajet

### 1.2.1 Perte du trajet

La perte moyenne du trajet due aux effets à large échelle entre un émetteur et un récepteur peut être exprimée en fonction de la distance, en utilisant l'exposant  $n$  de la perte de trajet [1]:

$$PL(d) \propto \left( \frac{d}{d_0} \right)^n \quad (1.1)$$

Avec  $PL$ : perte du trajet,  $d$ : distance qui sépare l'émetteur du récepteur et  $d_0$  est la distance de référence déterminée par des mesures près de l'émetteur [1].

$$PL(dB) = \overline{PL(d_0)} + 10n \log \left( \frac{d}{d_0} \right) \quad (1.2)$$

Avec  $n$  étant l'exposant de la loi de perte de puissance,  $d_0$  la distance de référence déterminée par des mesures près de l'émetteur et  $d$  représente la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur.

### 1.2.2 Effet de masque (Shadowing)

Le "shadowing" est un effet de masque variant très lentement et qui est lié à la topologie générale du terrain (collines, reliefs, obstacles). Les mesures ont démontré que pour n'importe quelle valeur  $d$ , la perte du trajet est une variable aléatoire avec une distribution log-normale [1]:

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_0) + 10n \log \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (1.3)$$

avec  $X_\sigma$  étant une variable aléatoire gaussienne de moyenne zéro, avec un écart type  $\sigma$ . L'effet de masque est représenté par une variable aléatoire qui suit généralement une distribution log-normale. Ce phénomène se produit sur un nombre élevé de points de mesure ayant la même distance séparant l'émetteur du récepteur. En pratique, les valeurs de  $n$  et  $\sigma$  sont déterminées par des données de mesures en utilisant le principe de la

ligne de régression, de façon à minimiser l'erreur entre la valeur estimée et la valeur mesurée.

### 1.3 Évanouissements à petite échelle (Small Scale Fading)

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

La réponse impulsionnelle en bande de base du canal multitrajets peut être exprimée comme [1] :

$$h_b(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) \exp[j2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)] \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (1.4)$$

où  $a_i(t, \tau)$  et  $\tau_i(t)$  sont respectivement les amplitudes et les retards, , du composant multitrajets  $i$  à l'instant  $t$ . Le terme de phase  $2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)$  représente le déplacement de la phase due à la propagation dans l'espace libre de la  $i^{\text{ème}}$  composante multitrajets, plus un déplacement de phase additionnel rencontré dans le canal. La figure 3 montre un exemple de  $h_b(t, \tau)$ .

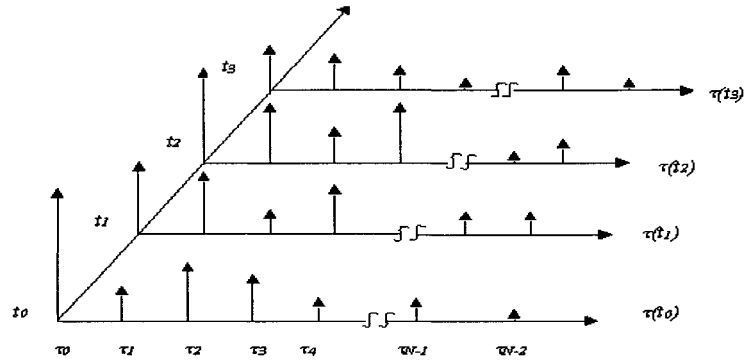


Figure 3 Un exemple de modèle de réponse impulsionnelle discrète

Si la réponse impulsionnelle du canal est considérée comme invariante dans le temps, ou si elle est au moins stationnaire dans un intervalle de temps ou de distance, alors la réponse impulsionnelle peut être simplifiée comme suit [1] :

$$h_b(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (1.5)$$

#### 1.4 Caractérisation des évanouissements à petite échelle

Pour comparer différents canaux multitrajets et pour développer des directives générales pour les systèmes sans fil, on utilise des paramètres qui quantifient grossièrement le canal multitrajets. Les phénomènes de propagation peuvent engendrer des dispersions temporelles et fréquentielles.

##### 1.4.1 Dispersion temporelle

Les dispersions temporelles sont engendrées ou causées par l'écart des retards multitrajets. Ces dispersions sont caractérisées par deux paramètres : écart de retard et bande de cohérence.

### 1.4.1.1 Écart de retard

Les paramètres du canal qui peuvent être déterminés à partir de la réponse impulsionnelle sont :

- Excès de retard moyen (Mean Excess Delay)
- Valeur efficace de l'écart de retard (RMS delay spread)
- Écart de l'excès de retard (Excess Delay Spread)

Les propriétés dispersives dans le temps d'un canal multitrajets large bande sont quantifiées par l'excès de retard moyen ( $\tau$ ) et la valeur efficace de l'écart de retard ( $\sigma_\tau$ ) qui est la racine de la moyenne du carré de l'écart de retard. Ces retards sont mesurés par rapport au premier signal détecté arrivant au récepteur à l'instant  $\tau_0=0$ . Les valeurs typiques  $\sigma_\tau$  sont de l'ordre de la microseconde dans les canaux radio mobiles extérieurs et de l'ordre de la nanoseconde, pour les canaux radio interne "indoor". La figure 4 illustre le calcul de l'excès de retard maximal [1].

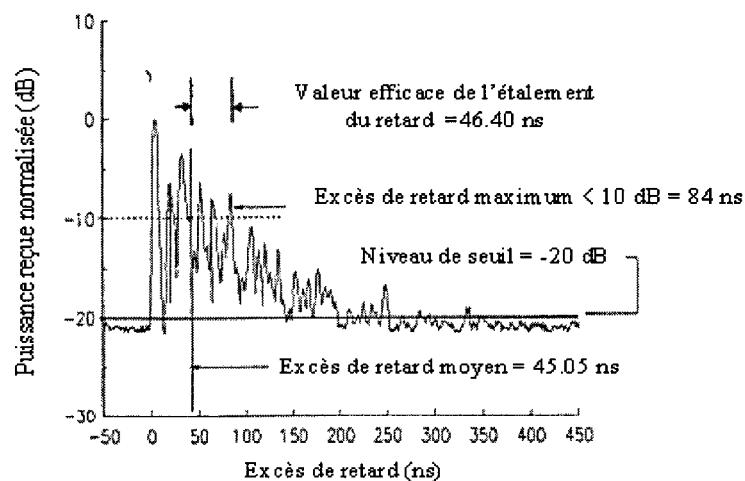


Figure 4 Exemple de réponse impulsionnelle d'un canal "indoor"



### 1.4.1.2 Bande de cohérence

L'écart de délai est un paramètre caractérisant le canal dans le domaine du temps. Pour caractériser le canal dans le domaine fréquentiel, on utilise la bande de cohérence. La bande de cohérence et l'écart de délai RMS sont inversement proportionnels l'un par rapport à l'autre, la relation exacte entre eux est une fonction de la structure multitrajets. L'écart de délai est un phénomène naturel causé par les trajets de propagation réfléchés et dispersés dans le canal radio, tandis que la bande de cohérence,  $B_c$ , est une relation dérivée de l'écart de retard RMS. La bande de cohérence est une mesure statistique de bande de fréquence dans laquelle le canal peut être considéré comme plat (c'est-à-dire, un canal qui fait passer toutes les composantes spectrales avec un gain approximativement égal et une phase linéaire). Si la bande de cohérence est définie comme la largeur de bande dans laquelle la fonction de corrélation fréquentielle est supérieure à 0.9, alors la bande de cohérence est approximativement [1] :

$$B_c \cong \frac{1}{50} \sigma_\tau \quad (1.6)$$

Si cette définition est relaxée pour une fonction de corrélation fréquentielle de plus de 0.5, alors la bande de cohérence est approximativement [1] :

$$B_c \cong \frac{1}{5} \sigma_\tau \quad (1.7)$$

Il est important de signaler qu'il n'existe pas une relation exacte entre la bande de cohérence et l'écart de délai RMS.

### 1.4.1.3 Durée moyenne d'évanouissement et taux de passage de niveau

Le taux de passage de niveau (Level Crossing Rate LCR) et la durée moyenne d'évanouissement (AFD) d'un signal à évanouissement de Rayleigh sont deux statistiques importantes et utiles pour la conception des codes de contrôle d'erreurs et le type de diversité à utiliser dans les systèmes de communication sans fil. Le taux de passage de niveau (LCR) est défini comme étant le taux prévu pour lequel l'enveloppe à évanouissement de Rayleigh dépasse un certain niveau spécifique. La durée moyenne d'évanouissement (AFD) est définie comme étant la période moyenne pour laquelle le niveau de signal reçu est au dessous d'un niveau spécifique  $R$ . Pour un signal à évanouissement de Rayleigh, celle-ci est donnée par [1] :

$$\bar{\tau} = \frac{1}{N_R} P_r[r \leq R] \quad (1.8)$$

où  $N_R$  est le nombre de passages de l'enveloppe au-dessous de niveau  $R$  par seconde et  $P_r[r \leq R]$  est la probabilité que le signal reçu  $r$  soit plus petit que  $R$ . Cette probabilité est donnée par [1] :

$$P_r[r \leq R] = \frac{1}{T} \sum_i \tau_i \quad (1.9)$$

où  $\tau_i$  est la durée d'évanouissement et  $T$  est l'intervalle de temps d'observation du signal.

### 1.4.2 Dispersion fréquentielle

Les dispersions fréquentielles sont causées par le mouvement de mobile et elles sont caractérisées par l'étalement Doppler et le temps de cohérence.

### 1.4.2.1 Étalement Doppler

L'écart de délai et la bande de cohérence sont des paramètres qui décrivent la nature dispersive dans le temps du canal dans une superficie locale. Ces paramètres n'offrent pas d'informations sur la nature des variations temporelles du canal. Ces variations sont causées soit par le mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur, soit par les mouvements des objets dans le canal. L'écart Doppler et le temps de cohérence sont les paramètres qui décrivent la nature de variation temporelle du canal dans une région à petite échelle. L'écart Doppler  $B_d$  est une mesure d'étalement spectral causé par le taux de changement temporel du canal. Cet écart est défini comme la bande de fréquence dans laquelle le spectre Doppler reçu est essentiellement différent de zéro.

### 1.4.2.2 Temps de cohérence

Le temps de cohérence  $T_c$  est la représentation, dans le domaine temporel, de l'écart Doppler. Il est utilisé pour caractériser la nature de variation de dispersion fréquentielle du canal dans le domaine du temps. L'écart Doppler et le temps de cohérence sont inversement proportionnels l'un par rapport à l'autre [1].

$$T_c \cong \frac{1}{f_m} \quad (1.10)$$

où  $f_m$  est le déplacement maximal de Doppler.

Si le temps de cohérence est défini comme le temps dans lequel la fonction de corrélation temporelle est supérieure à 0.5, alors le temps de cohérence est approximativement [1]:

$$T_c \cong \frac{9}{16\pi f_m} \quad (1.11)$$

Dans la pratique, la formule (1.11), souvent très restrictive, a permis de déterminer la durée de temps pendant laquelle un signal à évanouissement de Rayleigh peut fluctuer d'une manière extravagante. La définition du temps de cohérence implique que deux signaux arrivant avec un temps de séparation supérieur à  $T_c$  sont affectés différemment par le canal.

### 1.5 Type d'évanouissement à petite échelle

Dans les sections précédentes, nous avons montré que les dispersions temporelles et fréquentielles sont caractérisées par les paramètres  $B_c$ ,  $\sigma_\tau$ ,  $T_c$ ,  $f_m$ . Dépendamment de la relation entre ces paramètres et les paramètres du signal (largeur de bande  $B_s$ , période de symbole  $T_s$ ), différents signaux subiront différents types d'évanouissements. On distingue alors deux types d'évanouissement :

- Évanouissement dû aux dispersions temporelles
- Évanouissement dû aux dispersions fréquentielles

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

### 1.5.1 Évanouissement dû aux dispersions temporelles

Les dispersions temporelles dues aux multitrajets permettent au signal de subir, soit un évanouissement sélectif en fréquence soit un évanouissement non sélectif en fréquence.

#### 1.5.1.1 Évanouissement non sélectif en fréquence.

Si le canal radio mobile admet une réponse impulsionnelle avec un gain constant et une phase linéaire dans une bande plus large que la bande du signal transmis, alors le signal reçu subira un évanouissement non sélectif en fréquence. Historiquement, ce type d'évanouissement est le type le plus utilisé et le plus décrit dans la littérature. Dans un évanouissement non sélectif en fréquence, la structure multitrajets du canal est telle que les caractéristiques du signal transmis restent préservées dans le récepteur. Par contre, le niveau du signal reçu change avec le temps à cause des fluctuations de gain du canal causées par les multitrajets. Les caractéristiques d'un canal non sélectif en fréquence sont illustrées à la figure 5 [2] :

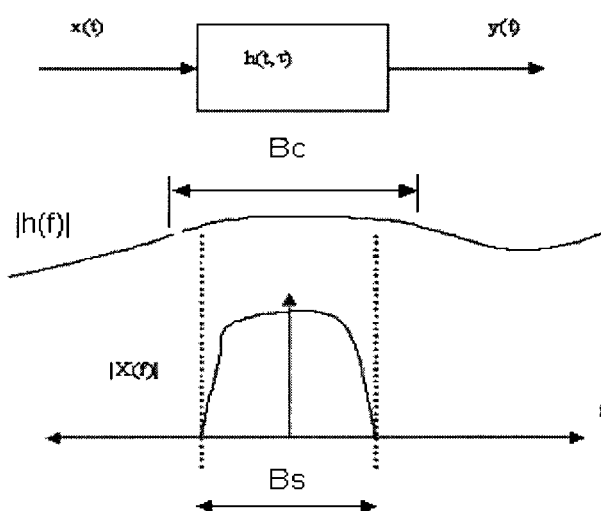


Figure 5 Canal non sélectif en fréquence

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

$$B_s \ll B_c \quad (1.12)$$

et

$$T_s \gg \sigma_\tau \quad (1.13)$$

où  $T_s$  est la période de symbole.  $B_s = 1/T_s$  est la largeur de bande de signal transmis, tandis que  $B_c$  et  $\sigma_\tau$  représentent respectivement la bande de cohérence et l'écart de retard du canal.

### 1.5.1.2 Évanouissement sélectif en fréquence.

Si le canal admet une réponse impulsionnelle avec un gain constant et une phase linéaire dans une bande plus étroite que la bande du signal transmis, alors le canal crée un évanouissement sélectif en fréquence sur le signal transmis. L'évanouissement sélectif en fréquence est dû aux dispersions temporelles des symboles transmis dans le canal. Ainsi, le canal introduit une interférence intersymbole (ISI). Ce type d'évanouissement est illustré à la figure 6 [2] :

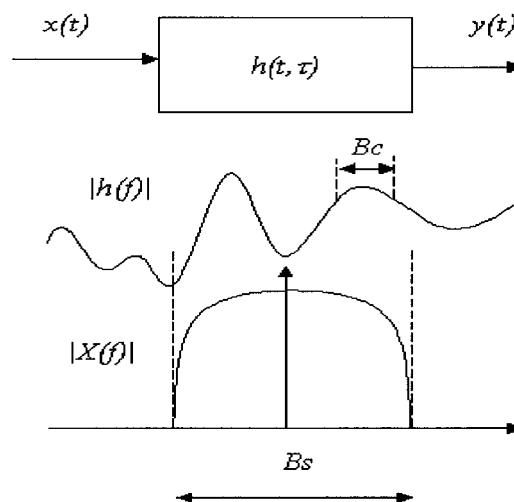


Figure 6 Canal sélectif en fréquence

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

$$B_s \gg B_c \quad (1.14)$$

et 
$$T_s \ll \sigma_\tau \quad (1.15)$$

## 1.5.2 Évanouissement dû aux dispersions fréquentielles

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

### 1.5.2.1 Évanouissement rapide

Dépendamment de la vitesse de variation du signal relativement à celle du canal, un canal peut être classifié comme un canal à évanouissement rapide, ou comme un canal à évanouissement lent. Dans un canal à évanouissement rapide, la réponse impulsionnelle du canal change rapidement à l'intérieur de la période du symbole du signal transmis. Ceci cause une dispersion fréquentielle (également appelée évanouissement sélectif dans le temps) due à l'écart Doppler qui engendre une distorsion du signal. Un signal subit un évanouissement rapide si :

$$T_s \gg T_c \quad (1.16)$$

et

$$B_s \ll B_d \quad (1.17)$$

où  $T_s$  est la période de symbole et  $B_s = 1/T_s$  la largeur de bande de signal transmis, tandis que  $T_c$  et  $B_d$  représentent respectivement le temps de cohérence et la bande Doppler du canal. Ce type d'évanouissement est illustré à la figure 7 [2].

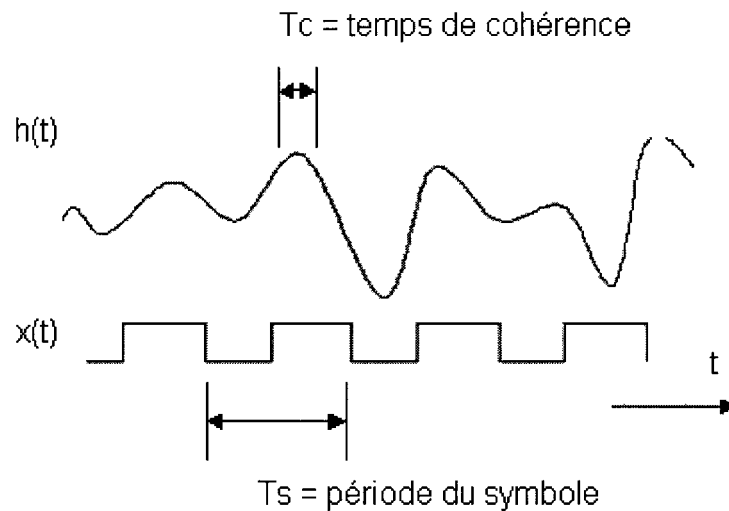


Figure 7 Évanouissement rapide pour des symboles carrés simples

### 1.5.2.2 Évanouissement lent

Dans un canal à évanouissement lent, la réponse impulsionnelle du canal change avec un taux plus lent que le signal de bande de base transmis  $s(t)$ . Ce type d'évanouissement est illustré à la figure 8. Dans ce cas, le canal peut être considéré comme statique sur un ou plusieurs intervalles de l'inverse de la bande. Ainsi, un signal subit un évanouissement lent si:

$$T_s \ll T_c \quad (1.18)$$

et

$$B_s \gg B_d \quad (1.19)$$



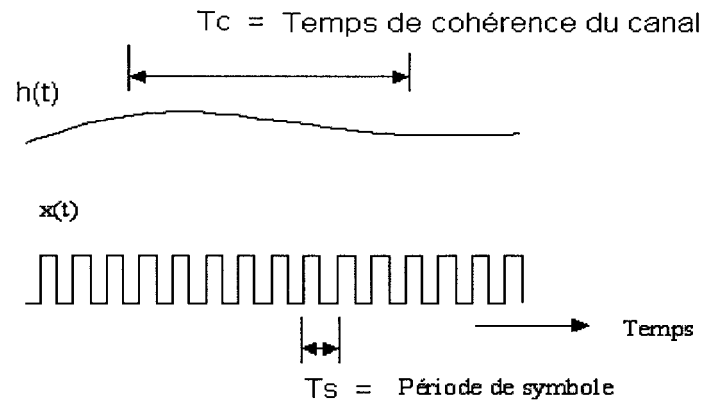


Figure 8 Évanouissement lent pour des symboles carrés simples

La relation entre les paramètres des différents multitrajets et le type de l'évanouissement subi par le signal sont présentés à la figure 9 [1].

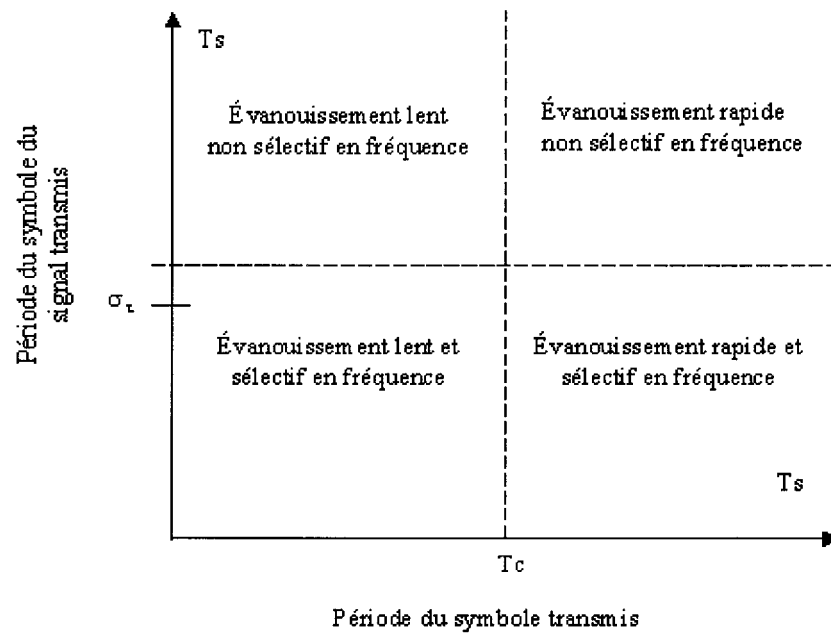


Figure 9 Type d'évanouissement subi par un signal

## 1.6 Paramètres statistiques d'ordre deux

La réponse impulsionnelle du canal est une fonction à deux variables  $t$  et  $\tau$ . Par un système de transformée de Fourier, il est possible de construire un ensemble de quatre fonctions à deux dimensions décrivant le canal sous diverses formes, il s'agit d'un système de Bello. En effectuant une transformée de Fourier par rapport à  $t$ , nous obtenons la fonction de l'écart Doppler et temporel  $S(\nu, \tau)$ , et  $H(t, f)$ , si on effectue une transformation par rapport à  $\tau$ . Ainsi nous obtenons l'ensemble des quatre fonctions suivantes :

- $h(t, \tau)$  : réponse impulsionnelle
- $H(t, f)$  : fonction de transfert
- $B(\nu, f)$  : réponse bi-fréquentielle
- $S(\nu, \tau)$  : fonction de l'écart Doppler et temporel

En général, pour caractériser le développement d'un processus aléatoire, on utilise les fonctions d'auto-corrélation. La fonction d'auto corrélation décrit la similitude entre une série et elle-même, décalée d'un interval  $k$ . Cette fonction, comme le coefficient de corrélation classique, varie entre -1 et +1. La définition de l'auto-corrélation  $R_H(t, t', f, f')$  d'un canal stochastique variable dans le temps est donnée par [3] :

$$R_H(t, t', f, f') = \frac{1}{2} E \{ H(t, f) H^*(t', f') \} \quad (1.20)$$

Cette équation décrit l'évolution de la fonction de transfert  $H(t, f)$  en moyennant les produits de tous les échantillons dans le processus aléatoire, à deux instants de temps différents  $t$  et  $t'$ , et deux fréquences différentes  $f$  et  $f'$ .

### 1.6.1 Spectre Doppler et canaux stationnaire au sens large (WSS)

D'un point de vue mathématique, un canal est stationnaire au sens large si la fonction d'auto corrélation de la réponse impulsionnelle ne dépend pas de  $t$  et  $t'$ , mais uniquement de la différence  $\Delta t = t' - t$ . Ainsi, nous pouvons écrire [3] :

$$R_H(t, t', f, f') = R_H(t, t + \Delta t, f, f') = R_H(\Delta t, f, f') \quad (1.21)$$

Il est possible d'interpréter la notion WSS de façon à ce que les statistiques d'ordre deux du canal restent les mêmes dans le temps. Cette interprétation ne signifie pas que la réponse impulsionnelle reste la même dans le temps. Ainsi, on peut dire que la condition de WSS implique que si différents diffuseurs donnent des déplacements Doppler différent, les contributions des différents diffuseurs sont non corrélées.

Dans le cas d'un canal non sélectif en fréquence, la fonction de transfert  $H(t, f)$  devient une fonction à une seule variable  $H(t)$ . La fonction d'auto-corrélation  $R_H$  devient alors :

$$R_H(t, t') = R_H(t, t + \Delta t) = R_H(\Delta t) \quad (1.22)$$

Nous définissons le spectre Doppler  $S_d(\nu)$  comme la transformée de Fourier de la fonction d'auto corrélation (1.14) dans le domaine du temps [3] :

$$S_d(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Delta t) e(-2\pi j \nu \Delta t) d\Delta t \quad (1.23)$$

où  $\nu$  représente la fréquence Doppler.

### 1.6.2 Profil de puissance des retards et canaux à diffusion non corrélée

Si les contributions des diffuseurs avec des retards différents sont non corrélées, on dit que le canal est à diffusion non corrélée (Uncorrelated Scattering US). Ceci implique que la fonction d'auto-corrélation de la fonction de transfert du canal  $H(t,f)$  ne dépend pas de  $f$  et  $f'$  mais uniquement de la différence  $\Delta f = f' - f$  [3] :

$$R_H(t, t', f, f') = R_H(t, t', f, f + \Delta f) = R_H(t, t', \Delta f) \quad (1.24)$$

Dans le cas d'un canal statique et sélectif en fréquence la fonction de transfert  $H(t,f)$  devient une fonction à une seule variable  $H(f)$ . La fonction d'auto-corrélation dans le domaine fréquentiel  $R_H$  devient alors [3] :

$$R_H(f, f') = R_H(f, f + \Delta f) = R_H(\Delta f) \quad (1.25)$$

On définit le profil de puissance des retards  $PPR(\tau)$  comme la transformée de Fourier de la fonction d'auto-corrélation dans le domaine fréquentiel (1.17)

$$PPR(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Delta f) e(-2\pi j \tau \Delta f) d\Delta f \quad (1.26)$$

L'interprétation physique de la notion de diffusion non corrélée implique qu'un écho ne donne pas de l'information sur un autre écho reçu avec un délai différent.

### 1.6.3 Fonction de diffusion et canaux WSSUS

Dans les deux dernières sections, nous avons examiné les statistiques d'ordre deux des deux phénomènes séparément :

- Pour les canaux non sélectifs en fréquence et sélectifs dans le temps, nous avons présenté la paire de transformation de Fourier : la fonction d'auto-corrélation du gain du canal dans le domaine du temps  $t$  avec le spectre Doppler, dans le domaine de déplacement Doppler  $\nu$ . Si les diffuseurs sont non corrélés pour des fréquences Doppler différentes, alors la fonction d'auto-corrélation dépend uniquement de la différence de temps d'observation. Cela signifie que le gain du canal est stationnaire au sens large (WSS).
- Pour les canaux statiques et sélectifs en fréquence, nous avons présenté la paire de transformation de Fourier : la fonction de corrélation à espacement fréquentiel et le profil de puissance des retards dans le domaine de retard  $\tau$ . Si les diffuseurs à différents délais sont non corrélés, alors la fonction de corrélation fréquentielle dépend uniquement de la différence de fréquence d'entrée. Cela signifie que le canal est de diffusion non corrélée.

Dans les deux cas, nous avons présenté la fonction de densité de puissance dans un domaine et la fonction d'auto-corrélation dans un autre domaine. Il est évident qu'on peut combiner les deux phénomènes ensemble pour former la notion de WSSUS. Pour ce faire, il faut définir la fonction de corrélation temporelle et fréquentielle. Cette fonction est définie par [3] :

$$R_H(t, t + \Delta t, f, f + \Delta f) = R_H(\Delta t, \Delta f) = \frac{1}{2} E \{ H(t, f) H^*(t + \Delta t, f + \Delta f) \} \quad (1.27)$$

Dans ce cas général, nous définissons la fonction de diffusion  $F_d$  comme la double transformée de Fourier de la fonction d'auto-corrélation  $R_H(\Delta t, \Delta f)$  dans les domaines fréquentsiels et temporels :

$$F_d(\nu, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Delta t, \Delta f) e(-j2\pi\nu\Delta t) e(-j2\pi\tau\Delta f) d\Delta t d\Delta f \quad (1.28)$$

La fonction de diffusion peut être interprétée comme la densité de puissance diffusée à un déplacement Doppler  $\nu$  et un retard  $\tau$ . Ainsi, nous pouvons déterminer le spectre Doppler  $S_d(\nu)$  et le profil de puissance des retards  $PPR(\tau)$  à partir de la fonction de diffusion de la manière suivante [3] :

$$S_d(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} F_d(\nu, \tau) d\tau \quad (1.29)$$

$$PPR(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} F_d(\nu, \tau) d\nu \quad (1.30)$$

La puissance totale du signal  $P_T$  est :

$$P_T = \sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} F_d(\nu, \tau) d\tau d\nu \quad (1.31)$$

## CHAPITRE 2

### MODÈLES DE PROPAGATION SISO

#### 2.1 Modèles de propagation à évanouissement à grande échelle

Dans la littérature, on retrouve plusieurs modèles pour prédire la perte du trajet sur un terrain irrégulier. Bien que tous ces modèles aient pour objectif de calculer le niveau de signal reçu dans un secteur bien déterminé et spécifique, les modèles sont tous différents dans leurs approches, complexité, exactitude et précision. La plupart de ces modèles sont basés sur l'interprétation systématique des données de mesures obtenues dans des environnements bien déterminés. Les modèles de propagation à grande échelle peuvent être classés selon le type d'environnement de propagation, soit "indoor" et "outdoor".

##### 2.1.1 Modèles de propagation "outdoor"

Parmi les modèles "outdoor" on peut citer :

- ❑ Modèle de Longley-Rice
- ❑ Modèle de Durkin
- ❑ Modèle de Okumura
- ❑ Modèle de Hata

###### 2.1.1.1 Modèle de Longley-Rice

Le modèle de Longley-Rice s'applique pour les systèmes de communication point à point dans la bande de fréquence de 40 MHz à 100 GHz. La moyenne de perte de transmission est prédite en utilisant la géométrie de profil du terrain. Dans ce modèle, nous utilisons la technique de géométrie optique (essentiellement le modèle de deux

rayons avec réflexion du sol) pour prédire le niveau du signal reçu à l'intérieur de l'horizon. Les pertes de diffraction sur les obstacles sont estimées en utilisant le modèle de Fresnel-Kirchoff "knife-edge" [1]. Le modèle de prédiction de propagation Longley-Rice est également connu comme le modèle de terrain irrégulier ITS.

### 2.1.1.2 Modèle de Durkin

Edwards et Durkin [1] ont présenté une approche classique de prédiction de propagation similaire à celle utilisée par Longley-Rice. Dans leur publication, ils décrivent un programme de simulation sur PC pour la prédiction du niveau de champ sur un terrain irrégulier. Bien que ce programme de simulation ne prédise que les phénomènes à grande échelle (c'est-à-dire de perte de trajet), il offre une perspective intéressante sur la nature de la propagation sur un terrain irrégulier et les pertes causées par les obstacles dans une liaison radio. Le modèle utilise une base de données topographiques renfermant les informations sur les coordonnées et les altitudes, par rapport à la mer, des points d'une carte géographique. En utilisant ces données, le programme construit le profil du terrain reliant l'émetteur et le récepteur. Ceci est illustré à la figure 10 [1] :

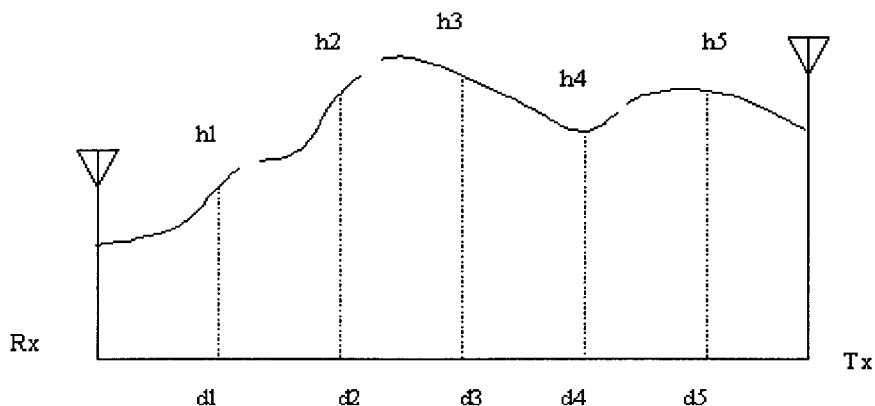


Figure 10 Construction de profil du terrain entre TX et RX

À partir de ce profil, nous construisons des matrices contenant la distance qui sépare le récepteur et l'altitude de chaque point du profil.



### 2.1.1.3 Modèle de Okumura

Le modèle de Okumura [1] est le modèle le plus utilisé pour la prédiction du niveau de signal dans les environnements urbains. Ce modèle s'applique pour la bande de fréquences allant de 150 MHz à 1920 MHz et pour des distances de 1 km à 100 km. Il peut être utilisé pour des hauteurs de stations de base de 30 à 1000 m. Okumura a développé un ensemble des courbes d'atténuation moyenne dans un environnement urbain avec des terrains quasi plats. Ces courbes ont été développées à partir des mesures extensives, en utilisant des antennes omnidirectionnelles avec une polarisation verticale aux deux stations. Ces courbes sont dessinées en fonction de la fréquence et de la distance qui séparent les antennes émettrices et réceptrices. Pour déterminer la perte du trajet en utilisant le modèle de Okumura, on doit tout d'abord déterminer la perte du trajet dans l'espace libre, ensuite on calcule la perte en utilisant la formule suivante [1] :

$$L_{50}(dB) = L_F + A_{mu}(f, d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA} \quad (2.1)$$

Avec  $L_{50}$  étant la valeur moyenne de la perte du trajet de propagation,  $L_F$  la perte dans l'espace libre,  $A_{mu}$  l'atténuation moyenne relative à l'espace libre,  $G(h_{te})$  est le gain dû à la hauteur  $h_{te}$  de l'antenne de la station de base,  $G(h_{re})$  le gain dû à la hauteur  $h_{re}$  de l'antenne de la station mobile et  $G_{AREA}$  est un gain qui dépend du type d'environnement. Il est à noter que les gains des hauteurs des antennes n'ont pas de relation avec le diagramme de rayonnement des antennes. Le modèle de Okumura est essentiellement basé sur les données de mesure et ne fournit aucune explication physique. Pour plusieurs situations, nous pouvons procéder à l'extrapolation des courbes obtenues pour déduire des valeurs en dehors des plages mesurées, bien que l'extrapolation dépende des circonstances et des formes des courbes en question.

Le modèle de Okumura est considéré comme étant le modèle le plus simple et le plus précis dans la prédiction de la perte du trajet pour les systèmes radio mobile dans des

environnements urbains. Ce modèle est très pratique et il est devenu un standard pour la planification des systèmes modernes de communication de radio mobile au Japon. L'inconvénient majeur du modèle de Okumura est qu'il n'est pas applicable aux environnements ruraux.

#### 2.1.1.4 Modèle de Hata

Le modèle de Hata [1] est une formulation empirique des graphiques de perte des trajets fournis par Okumura et il est valide pour les fréquences allant de 150 MHz à 1500 MHz. Hata a présenté la perte de propagation des zones urbaines comme une formule standard et a fourni des équations de correction pour l'appliquer à d'autres situations. La formule standard, pour le calcul de la perte moyenne du trajet dans les zones urbaines, est donnée par [1] :

$$L_{50}(\text{urbain})(dB) = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - a(h_{re}) \quad (2.2) \\ + (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d$$

où  $f_c$  est la fréquence en MHz (de 150 MHz à 1500 MHz),  $h_{te}$  la hauteur effective de l'antenne de station de base (en m),  $h_{re}$  la hauteur effective de l'antenne de station mobile (en m),  $d$  la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur (en km) et  $a(h_{re})$  est un facteur de correction pour les hauteurs effectives des antennes mobiles. Bien que le modèle de Hata n'ait pas de correction spécifique pour les trajets comme dans le modèle de Okumura, les expressions du modèle de Hata ont des valeurs pratiques significatives. Pour les valeurs de  $d$  supérieures à 1 km, la prédiction du modèle de Hata se rapproche beaucoup de celle du modèle original de Okumura. Ce modèle est très approprié pour les cellules de grandes tailles mais il ne l'est pas pour les systèmes de communication personnelle (PCS) qui détiennent des rayons de cellules de l'ordre de 1 km. Pour cette raison, une version étendue du modèle de Hata a été développée par le groupe COST 231. Ce groupe a proposé la formule suivante pour les systèmes PCS [1] :

$$L_{50}(\text{urbain}) = 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - a(h_{re}) \quad (2.3)$$

$$+ (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d + C_M$$

où  $a(h_{re})$  est le facteur de correction de l'équation (2.3),  $C_M = 0$  dB pour les villes de grandeur moyenne et les zones suburbaines et  $C_M = 3$  dB pour les centres villes. Il faut signaler que l'extension COST 231 du modèle de Hata est restreinte pour les paramètres suivants :

$f$	: de 1500 MHz à 2000 MHz
$h_{te}$	: de 30 m à 200 m
$h_{re}$	: 1 m à 10 m
$d$	: 1 km à 20 km

### 2.1.2 Modèles de propagation "indoor"

Avec l'arrivée des systèmes de communication personnelle (PCS), il y a eu beaucoup d'intérêt pour la caractérisation du canal radio à l'intérieur des bâtiments. Le canal radio mobile "indoor" diffère de canal traditionnel "outdoor" en deux aspects : la zone couverte est beaucoup plus petite et l'environnement change beaucoup pour une séparation des antennes assez faibles. Il a été observé que la propagation à l'intérieur des bâtiments dépend du matériel de construction, du plan et du type de bâtiments. La propagation "indoor" est dominée par les mêmes mécanismes qu'on retrouve dans la propagation "outdoor", soit la réflexion, la diffraction et la diffusion. Par contre, les conditions à l'intérieur de bâtiment sont plus variables que dans le cas d'une propagation "outdoor". Par exemple, le niveau de signal avec les portes et les fenêtres fermées est très différent de celui avec les portes et les fenêtres ouvertes. La position des antennes a aussi un grand impact sur le niveau de signal reçu : un léger déplacement d'une antenne peut causer une large variation dans le niveau du signal reçu. Le domaine de propagation

"indoor" est relativement nouveau, les premiers travaux de recherche dans ce domaine sont apparus vers les années 1980 dans les laboratoires de AT&T de Bell. En général, les canaux "indoor" peuvent être classés en deux types, avec ou sans chemin direct. Parmi les modèles publiés dans la littérature nous pouvons citer :

- Modèle de perte de trajet Log-distance (Log-distance path Loss Model) [1]
- Modèle de plusieurs points de rupture d'Ericsson (Ericsson Multiple Breakpoint Model) [1]
- Modèle de facteur d'atténuation (Attenuation Factor Model) [1]

#### 2.1.2.1 Modèle de perte de trajet Log-distance

Plusieurs chercheurs ont démontré que la perte du trajet "indoor" se calcule par la formule suivante [1] :

$$PL(dB) = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.4)$$

où la valeur de  $n$  dépend du type de bâtiment et  $X_\sigma$  représente une variable aléatoire gaussienne en dB, recelant une déviation standard de  $\sigma$  dB. Il est à noter que l'équation (2.4) de ce modèle a un écart type identique à celle du modèle log-normale à effet de masque.

#### 2.1.2.2 Modèle de plusieurs points de rupture d'Ericsson

Le modèle d'Ericsson a été obtenu suite à des mesures de champs dans un bâtiment à plusieurs étages. Le modèle possède quatre points de rupture et considère deux limites : une supérieure et une inférieure pour la perte de propagation. Le modèle suppose aussi qu'il y a une atténuation de 30 dB à une distance  $d$  de 1 m de l'émetteur, ce qui peut être démontré comme étant approprié pour une fréquence de 900 MHz et un gain d'antenne

unitaire. Au lieu de supposer une composante log-normale à effet de masque, le modèle d'Ericsson fournit une limite déterministe sur l'intervalle de perte du trajet à une distance particulière. La figure 11 [1] montre les courbes de la perte du trajet basées sur le modèle d'Ericsson en fonction de la distance :

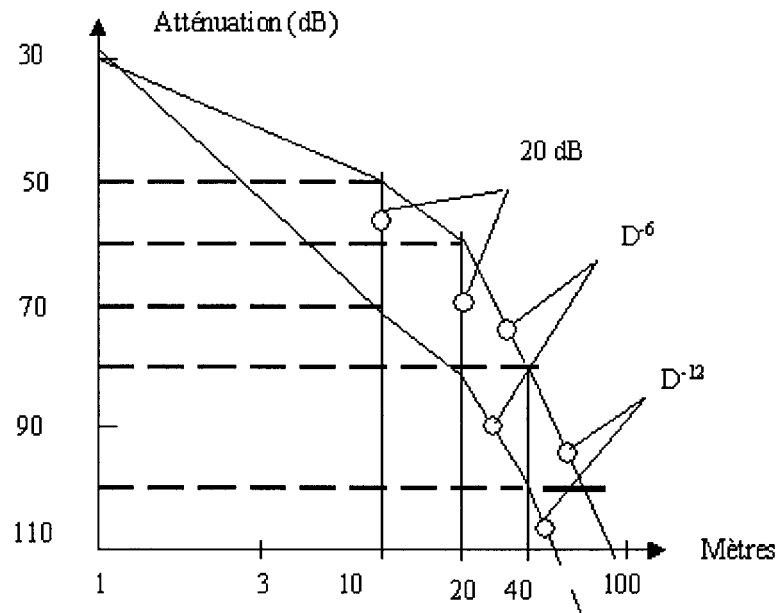


Figure 11 Modèle d'Ericsson de perte de trajet interne

### 2.1.2.3 Modèle de facteur d'atténuation

Ce modèle a été décrit par Seidel [1] et il inclut les effets du type de bâtiment et des variations causées par les obstacles à l'intérieur du bâtiment. Le modèle de facteur d'atténuation présente une flexibilité et il a été démontré que ce modèle peut réduire l'écart type à 4 dB entre les valeurs mesurées et estimées de perte du trajet, en le comparant à 13 dB lorsqu'on utilise seulement le modèle de log-distance. Le facteur d'atténuation est donné par [1] :

$$\overline{PL}(d)[dB] = \overline{PL}(d_0)[dB] + 10n_{SF} \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + FAF[dB] \quad (2.5)$$

où  $n_{SF}$  représente la valeur d'exposant pour les mesures d'un même étage (Same Floor) et FAF, le facteur d'atténuation d'étage (Floor Attenuation Factor). Dans cette équation, FAF peut être remplacé par un exposant qui considère déjà les effets de séparation de plusieurs étages [1] :

$$\overline{PL}(d)[dB] = \overline{PL}(d_0) + 10n_{MF} \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.6)$$

avec  $n_{MF}$  représentant l'exposant de perte du trajet basé sur les mesures à travers plusieurs étages.

## 2.2 Modèles statistiques d'évanouissement à petite échelle

Plusieurs modèles multitrajets ont été suggérés pour expliquer la nature statistique observée des canaux radio. Parmi les modèles statistiques développés pour les canaux d'évanouissement à petite échelle, nous pouvons citer:

- Modèle de Ossana
- Modèle de Clarke
- Modèle à deux rayons à évanouissement de Rayleigh
- Modèle de Saleh et Valenzuela
- Modèles statistiques à l'intérieur et à l'extérieur SIRCIM et SMRCIM

### 2.2.1 Modèle de Ossana

Ossana [1] a présenté le premier modèle statistique pour les canaux d'évanouissement à petite échelle. Ce modèle est basé sur l'interférence des ondes incidentes et reflétées des côtés plats des immeubles localisés aléatoirement. Bien que ce modèle prédise le spectre

de puissance de l'évanouissement non sélectif en fréquence qui correspond aux mesures dans des milieux suburbains, il suppose l'existence d'un chemin direct entre l'émetteur et le récepteur et il est limité à des angles de réflexions spécifiques. Par conséquent, ce modèle est inflexible et inapproprié pour les environnements urbains où le chemin direct est presque toujours bloqué par des immeubles ou autres obstacles.

### 2.2.2 Modèle de Clarke

Clarke [1] a développé un modèle où les caractéristiques statistiques du champ électromagnétique du signal reçu au mobile sont déduites des diffusions de l'onde incidente par les objets du canal. Le modèle considère un émetteur fixe avec une antenne de polarisation verticale. Le champ incident sur l'antenne mobile est considéré renfermer  $N$  ondes planes avec une phase de porteuse arbitraire, un angle d'arrivée arbitraire et chaque onde possède une amplitude moyenne égale. Dans le modèle de Clarke, l'excès de retard dû aux multitrajets n'est pas adopté pour toutes les ondes. D'après ce modèle, l'enveloppe du signal reçu admet une distribution de Rayleigh donnée par [1] :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{pour } 0 \leq r \leq +\infty \quad (2.7)$$

### 2.2.3 Modèle à évanouissement de Rayleigh à deux rayons

Le modèle de Clarke [1] et la statistique pour l'évanouissement de Rayleigh sont utilisés pour les conditions non sélectives en fréquence et ne considèrent pas les retards de multitrajets. Dans les systèmes de communication mobile moderne avec un taux de transmission élevé, il est devenu nécessaire de modéliser les effets de l'écart du retard de multitrajets. Habituellement, le modèle multitrajets utilisé est un modèle à deux rayons à

évanouissement de Rayleigh indépendant. La figure 12 montre le diagramme bloc du modèle d'un canal à deux rayons à évanouissement de Rayleigh indépendant.

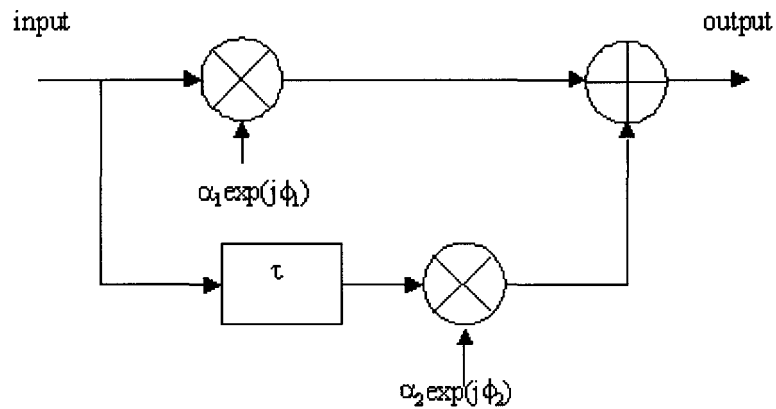


Figure 12 Modèle d'un canal à deux rayons

La réponse impulsionnelle du modèle est représentée par [1] :

$$h_b(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1) \delta(t) + \alpha_2 \exp(j\phi_2) \delta(t - \tau) \quad (2.8)$$

où  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  sont deux variables aléatoires gaussiennes indépendantes,  $\phi_1$  et  $\phi_2$  deux variables aléatoires avec distributions uniformes entre  $[0, 2\pi]$ , et  $\tau$  est le retard entre les deux rayons. En posant  $\alpha_2=0$  égale à zéro, nous obtenons le cas spécial d'un canal à évanouissement de Rayleigh non sélectif en fréquence:

$$h_b(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1) \delta(t) \quad (2.9)$$

En variant  $\tau$ , il est possible de créer des effets d'évanouissement sélectif en fréquence. Les propriétés d'auto-corrélation des variables aléatoires  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  avec distribution de



Rayleigh sont garanties en générant deux variables aléatoires indépendantes obtenues de la transformation inverse de Fourier.

#### **2.2.4 Modèle statistique de Saleh et Valenzuela**

Saleh et Valenzuela ont reporté les résultats de mesures de propagation interne entre deux antennes omnidirectionnelles avec polarisation verticale [1]. Les mesures ont été prises en utilisant une impulsion de 10 ns de largeur avec une fréquence porteuse de 1.5 GHz. La méthode nécessite de faire une moyenne de la réponse impulsionnelle en balayant la fréquence de l'impulsion transmise. En utilisant cette méthode, les composantes multitrajets peuvent être extraites avec une résolution de 5 ns. En se basant sur les résultats de mesures, Saleh et Valenzuela ont développé un modèle multitrajets simple pour les canaux "indoor". Le modèle considère que les composantes multitrajets arrivent dans un nœud. Les amplitudes des composantes reçues sont des variables aléatoires indépendantes avec une distribution de Rayleigh. Les angles de phase correspondants sont des variables aléatoires avec une distribution uniforme dans l'intervalle  $[0, 2\pi]$ .

#### **2.2.5 Modèles statistiques "indoor" et "outdoor" SIRCIM et SMRCIM**

Rappaport et Seidel ont reporté des mesures à 1300 MHz dans cinq bâtiments industriels [1]. Les auteurs ont développé et élaboré un modèle empirique statistique basé sur le modèle de réponse impulsionnelle discrète du canal et ont développé un logiciel appelé SIRCIM (Simulation of Indoor Radio Channel Impulse response Models). SIRCIM génère des échantillons réalistes d'une réponse impulsionnelle du canal "indoor" à évanouissement à petite échelle. D'autres travaux, réalisés par Huang [1], ont permis d'élaborer un logiciel similaire appelé SMRCIM (Simulation of Mobile Radio Channel Impulse response Models) qui génère des réponses impulsionnelles pour des environnements cellulaires et microcellulaires urbains à évanouissement à petite échelle.

Ces logiciels sont très utilisés de nos jours par plusieurs institutions à travers le monde. Au tableau I, nous présentons un résumé des modèles cités ci-dessus :

Tableau I

## Classification des modèles SISO

	<b>Évanouissement à grand Échelle</b>	<b>Évanouissement à petite échelle</b>
<b>"Outdoor"</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Longley Rice</li> <li>▪ Durkin</li> <li>▪ Okumura</li> <li>▪ Hata</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Ossana</li> <li>▪ Clarke</li> <li>▪ Deux rayons de Rayleigh</li> <li>▪ SMRCIM</li> </ul>
<b>"Indoor"</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Perte de trajet Log-distance</li> <li>▪ Plusieurs points de rupture d'Ericsson</li> <li>▪ Facteur d'atténuation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Saleh et Valenzuela</li> <li>▪ SIRCIM</li> </ul>

### 2.3 Simulation des canaux à évanouissement à petite échelle

Pour concevoir et planifier des systèmes de communication sans fil, il est toujours utile de simuler ou d'émuler des canaux d'évanouissement multitrajets. Cette simulation nécessite des générateurs de gains complexes du canal statistiquement fiables et ne demandant pas beaucoup de temps de calcul. Pour ce faire, il existe deux méthodes populaires et largement utilisées, soit la méthode de Jakes et la méthode de filtrage.

#### 2.3.1 Méthode de Jakes

La méthode de Jakes [4] considère que les ondes arrivant au récepteur de toutes les directions et avec une distribution uniforme, ont toutes la même puissance. Cette méthode ne demande pas beaucoup de calcul et sa structure permet l'implémentation

d'un générateur en temps réel dans un DSP. L'algorithme original de cette méthode avait un problème avec la corrélation entre deux générateurs indépendants. Une modification apportée à cet algorithme a permis de remédier au problème de l'algorithme original, mais d'autres formes de corrélation ont été constatées [5]. La méthode de Jakes fournit une modulation de phase uniforme et une enveloppe à évanouissement de Rayleigh, en modulant les amplitudes des composantes en phase et en quadrature de phases d'une porteuse, avec deux générateurs de bruit gaussien non corrélés. Cette méthode est illustrée à la figure 13 [4] :

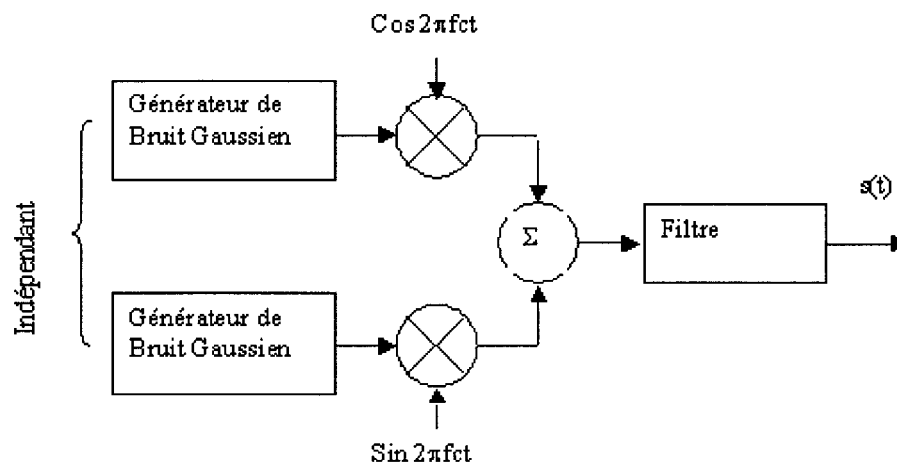


Figure 13 Méthode de Jakes pour la simulation d'un canal de Rayleigh

La technique de simulation de la méthode de Jakes consiste à générer des signaux ayant des fréquences de déplacement Doppler par rapport aux fréquences porteuses  $\omega_c$ , en utilisant la méthode de modulation. À cet effet, on utilise  $N_0$  oscillateurs à basse fréquence, avec des fréquences égales au déplacement Doppler  $\omega_m \cos(2\pi n/N)$ ,  $n=1,2,\dots,N_0$  et un oscillateur de fréquence  $\omega_m$ . Les amplitudes de toutes les composantes sont tout égales à un sauf celle de la fréquence  $\omega_m$  : elle est égale à  $1/\sqrt{2}$ . Les phases  $\beta n$  sont choisies de façon à ce que la densité de la probabilité de la phase résultante soit uniforme  $1/2\pi$ . La figure 14 illustre le principe de cette simulation. Les

sorties de chaque oscillateur avec le facteur de gain approprié sont additionnées pour produire les composantes ( $x_c$ ) en phase et en quadrature de phase ( $x_s$ ). Par la suite, ces composantes sont multipliées par les composantes de la fréquence porteuse, respectivement en phase et en quadrature de phase. D'après la figure 14, le signal de sortie  $y(t)$  est obtenu par la formule [4] :

$$y(t) = x_c(t) \cos \varpi_c t + x_s(t) \sin \varpi_c t \quad (2.10)$$

$$x_c(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \varpi_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \varpi_m t \quad (2.11)$$

$$x_s(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \varpi_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cos \varpi_m t \quad (2.12)$$

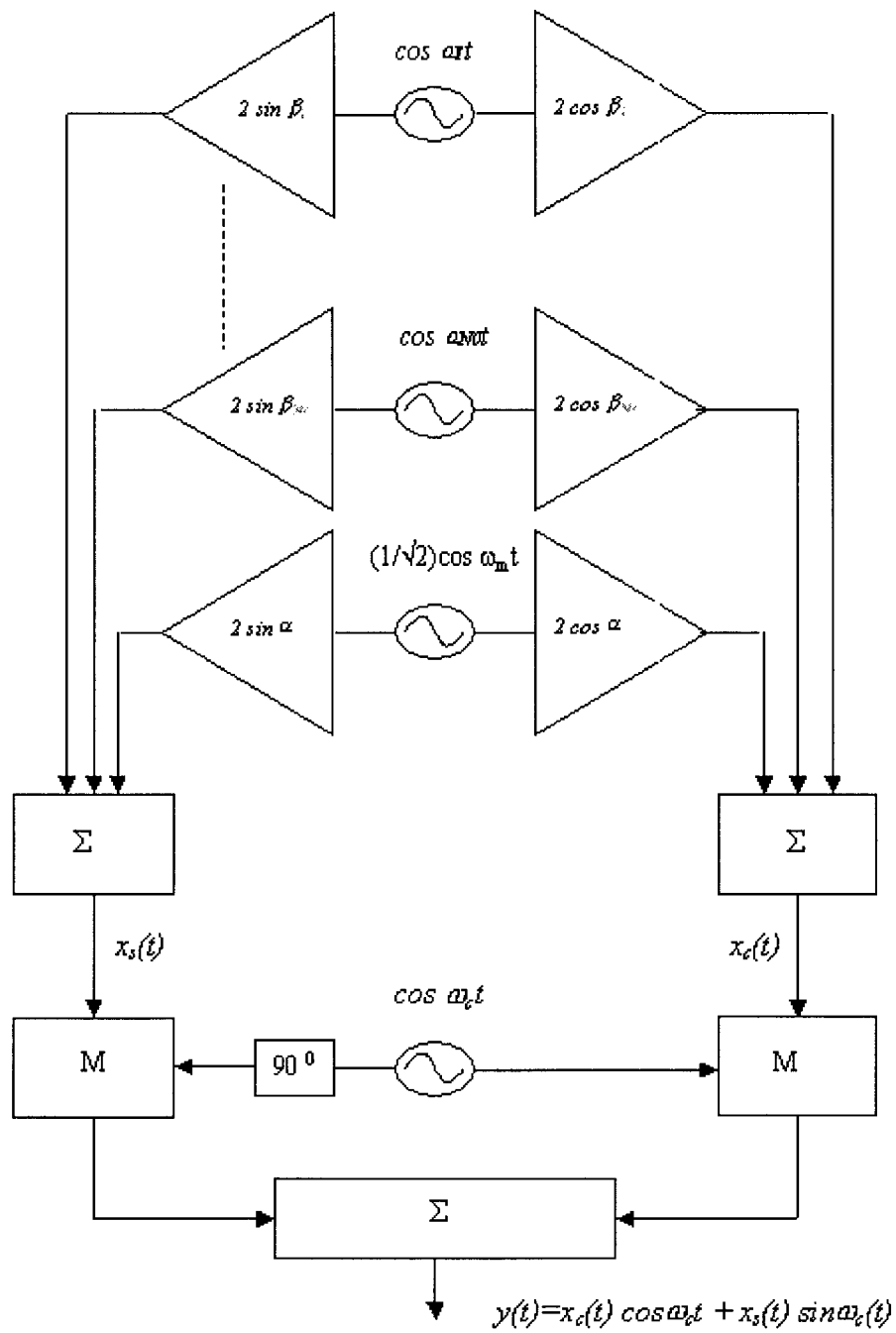


Figure 14 Principe de simulation du canal de Rayleigh

### 2.3.2 Méthode de filtrage

L'autre méthode populaire pour la génération des gains complexes du canal est la méthode de filtrage. Cette méthode est illustrée à la figure 15 [6] :

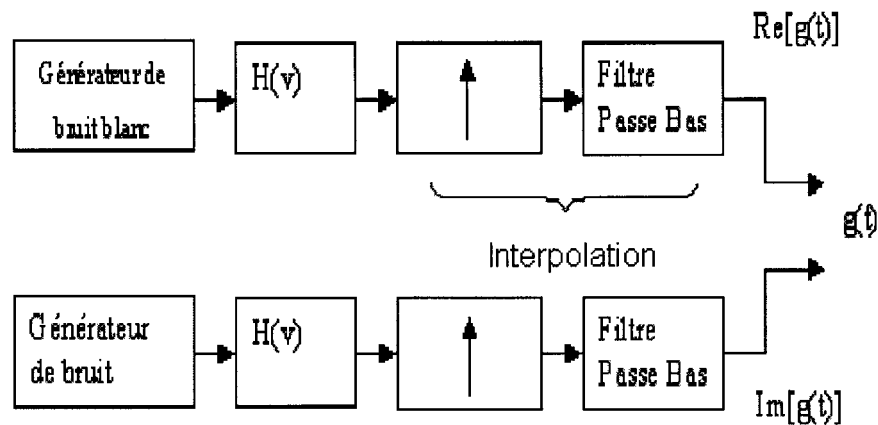


Figure 15 Simulation du canal de Rayleigh par la méthode de filtrage

Pour créer les composantes réelles et imaginaires du gain du canal, nous utilisons deux générateurs de bruit blanc gaussien suivis de deux filtres de forme spectrale identique. Les filtres sont suivis d'un interpolateur pour amener le taux d'échantillonnage à une valeur demandée pour la représentation du signal. La fonction de transfert du filtre est la racine carrée du spectre Doppler désiré [6] .

$$H(\nu) = \sqrt{S_g(\nu)} = \frac{\sigma_g}{\sqrt{\pi f_D}} \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\nu}{f_D}\right)^2\right]^{0.25}} \quad |\nu| < f_D \quad (2.13)$$

## CHAPITRE 3

### MODÈLES DES CANAUX MIMO

#### 3.1 Introduction

Les systèmes de communication sans fil traditionnels sont basés sur l'utilisation d'une seule antenne à l'émission et une seule antenne à la réception. Ces systèmes sont généralement désignés par des systèmes SISO. Cette architecture présente des limites de capacité. Les futurs systèmes de communication sans fil exigent un taux de transmission assez élevé et un coût réduit, par bit transmis, par rapport aux systèmes traditionnels SISO. Ces exigences sur les taux de transmission et la qualité de service ne peuvent être atteintes avec les systèmes conventionnels à une seule antenne SISO. Par conséquent, plusieurs antennes doivent être utilisées à l'émission et à la réception, d'où l'appellation des systèmes MIMO (Multi Input Multi Output). Des recherches récentes [7] en Théories de l'information ont montré qu'un système MIMO est capable d'avoir une grande capacité théorique si le canal est riche en diffusion et si le phénomène de multitrajets est bien exploité. Les nouveaux systèmes MIMO représentent un énorme changement dans la façon de concevoir les systèmes de communication. Ces changements reflètent comment sont interprétés les multitrajets dans un système sans fil. Le but ultime des communications sans fil, d'après l'ancienne perspective, était de combattre les distorsions pour se rapprocher le plus possible de la limite théorique de capacité d'un canal à bande limitée. Par contre, le but de la nouvelle perspective consiste à utiliser le multitrajet pour atteindre une capacité totale supérieure à celle de la limite théorique du canal à bande limitée conventionnel SISO. En utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception, la capacité du canal peut augmenter considérablement en introduisant un multiplexage spatial des données transmises.

### 3.2 Capacité d'un canal MIMO

La capacité de Shannon est une mesure du taux maximum possible que l'on peut transmettre dans un canal, avec une probabilité d'erreur binaire BER arbitrairement faible. Le théorème de Shannon dit que l'on peut transmettre de l'information sans perte sur un canal, même bruité, tant que le taux de transmission reste inférieur à la capacité  $C$  [8]. Au-delà de ce taux, il est impossible de transmettre sans perte. L'expression originale de la capacité de Shannon pour un canal SISO avec un bruit blanc additif gaussien est [2] :

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (3.1)$$

Avec  $S$  : la puissance du signal et  $N$  : la puissance du bruit. Cette formule reflète également l'efficacité spectrale de la bande utilisée et elle se définit comme le rapport du taux de transmission sur la largeur de bande utilisée.

L'expression de la capacité du canal, pour un système MIMO ayant  $N_T$  antennes à la transmission et  $N_R$  antennes à la réception, avec un bruit blanc additif gaussien, est [7] :

$$C_{MIMO} = \log_2 \det \left( I + \frac{\rho}{N_T} H \cdot H^H \right) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (3.2)$$

$\rho$  est la moyenne du rapport signal sur bruit.  $I$  est une matrice identité  $N_R \times N_R$ ,  $[H]$  la matrice  $N_T \times N_R$  du canal normalisé, considérée non sélective en fréquence. L'opérateur " $(^H)$ " désigne le conjugué transposé d'une matrice. Pour le canal sélectif en fréquence, la formule de capacité de Shannon devient [7] :

$$C = \frac{1}{B} \int \log_2 \left[ \det \left( I + \frac{\rho}{N_T} H(f) H(f)^H \right) \right] df \quad \text{bits/s} \quad (3.3)$$



où  $B$  est la bande considérée. Dans le cas d'une modélisation statistique, les éléments de  $[H]$  sont des variables aléatoires; donc les valeurs de  $C$  seront aussi des variables aléatoires. La capacité moyenne ergodique peut être définie dans ce cas par [9] :

$$\langle C \rangle = \left\langle \log_2 \det \left[ \delta_{ij} + \frac{P}{N_T} r_{ij} \right] \right\rangle \quad (3.4)$$

où  $r_{ij}$  représente les éléments de la matrice de corrélation instantanée,  $\delta_{ij}$  le delta de Kronecker et  $\langle \rangle$  l'espérance mathématique de la matrice du canal. Pour la réalisation d'un canal donné, ces termes sont donnés par [9] :

$$r_{ij} = \sum_k h_{ik} h_{jk}^* \quad (3.5)$$

où  $h_{ij}$  désignent les composants de la matrice  $[H]$  ( $h_{ij}$  est le coefficient de transfert entre l'antenne de l'émetteur  $j$  et l'antenne de récepteur  $i$ ).

### 3.3 Aspects de modélisation des canaux MIMO

Un des défis auxquels font face les ingénieurs de systèmes modernes de communication est de développer des modèles de canaux réalistes pouvant prédire efficacement les performances des systèmes sans fil. Il est important de signaler ici que le niveau de détails de l'environnement que le modèle du canal doit fournir dépend largement du type de système en question. Par exemple, pour prédire les performances d'un récepteur à bande étroite avec une seule antenne, il est acceptable de considérer uniquement le niveau du signal reçu ou la distribution de l'évanouissement de l'amplitude du canal. Toutefois, pour les systèmes modernes de communication à large bande utilisant des réseaux d'antennes, d'autres informations sur les retards multitrajets et les angles d'arrivée (Direction Of Arrival DOA) sont nécessaires pour une prédiction efficace. Les

modèles classiques présentés au chapitre I fournissent des informations sur la distribution de la puissance et l'étalement Doppler des signaux reçus. Ces modèles sont applicables uniquement sur les systèmes de communications sans fil de première génération. Par conséquent, de nouveaux modèles des canaux incluant des informations angulaires et spatiales sont nécessaires pour une prédiction efficace et précise des systèmes de communications sans fil modernes. Ces types de modèles sont appelés les modèles des canaux spatiaux temporels et ils sont fondamentaux pour les systèmes de communications MIMO. Notons ici que ces modèles utilisent les principes de base des modèles des canaux classiques mais ils incorporent des concepts additionnels pour s'adapter aux systèmes MIMO.

### **3.3.1 Spectre angulaire et étalement azimutal**

La présence des diffuseurs aux alentours d'une station de base ou mobile engendre une dispersion angulaire qui dépend de la distribution de ces diffuseurs. Cette dispersion est caractérisée par l'étalement angulaire du canal et par le spectre angulaire. Le spectre angulaire est l'un des concepts les plus importants dans la modélisation spatiale du canal car il fournit une façon simple et intuitive de caractériser le canal dans l'espace. Ce spectre est généralement caractérisé par le spectre de puissance azimutal (Azimuthal Power Spectrum APS) et il décrit la distribution de la puissance de signal reçu en fonction de l'angle azimutal. Pour modéliser l'APS, il existe deux groupes de modèles : des modèles empiriques et des modèles géométriques. Les modèles empiriques sont basés sur les mesures statistiques de l'APS dans plusieurs endroits puis on déduit une distribution typique pour un environnement donné. Des mesures récentes [10] [11] ont montré que la distribution de l'APS peut être de la forme laplacienne, gaussienne, uniforme ou à cosinus surélevé. Dans les modèles géométriques, l'APS est calculé à partir de la distribution des diffuseurs et des phénomènes de propagation associés. Dans [12], les auteurs ont étudié l'influence de la distribution des diffuseurs sur le spectre angulaire et sur le profil de retard de puissance. Pour certaines distributions de

diffuseurs, les auteurs ont développé des expressions analytiques de l'APS. Ces distributions sont : uniforme, gaussienne et de Rayleigh.

□ Distribution uniforme

L'expression de la distribution uniforme est donnée par [12] :

$$p_1(r) = \begin{cases} \frac{1}{R} & : r \leq R \\ 0 & : \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.6)$$

où  $r$  est la distance entre la station mobile et le diffuseur.  $R$  est le rayon du disque renfermant les diffuseurs. L'APS calculé à la base de cette distribution ne coïncide avec aucune mesure.

□ Distribution de Rayleigh

L'expression de la distribution de Rayleigh est donnée par [12] :

$$p_2(r) = \frac{r}{R} \exp\left[-\frac{r^2}{2R^2}\right] \quad (3.7)$$

Pour cette distribution, Andreas et Molisch [12] ont développé une expression de l'APS. Cette expression est donnée par [12] :

$$APS(\phi_{BS}) = \frac{1}{2\pi} \exp\left[-\frac{\rho^2}{2R^2}\right] \left[ 1 + \operatorname{erf}\left(\frac{\rho \cos(\phi_{BS})}{\sqrt{2}R}\right) \right] \quad (3.8)$$

$$\left[ 1 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{\rho}{R} \cos(\phi_{BS}) \exp\left(\frac{\rho^2 \cos^2(\phi_{BS})}{2R^2}\right) \right]$$

où  $\rho$  étant la distance qui sépare l'antenne émetteur et l'antenne récepteur.  $\phi_{BS}$  est l'angle azimutal par rapport à la normale de l'antenne réseau.

Les résultats de simulation de l'équation (3.8) [12] ont montré que la distribution de Rayleigh des diffuseurs donne une APS gaussienne.

D'après l'équation de la distribution de Rayleigh (3.7), il est clair que pour les petites valeurs de  $r$ ,  $p_2(r)$  tend vers 0 ( $p_2(0)=0$ ). Ceci signifie que la probabilité d'avoir des diffuseurs à proximité d'une station est très faible, mais ce n'est pas toujours le cas. Pour remédier à cet inconvénient, il est plus approprié d'utiliser la distribution gaussienne suivante [12] :

$$p_3(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}R} \exp\left[-\frac{r^2}{2R^2}\right] \quad (3.9)$$

Les expressions de l'APS basées sur cette distribution ont été également développées [12] et les résultats de simulation de ces expressions ont montré que l'APS a une forme Laplacienne. Donc, une distribution de Rayleigh de diffuseurs engendre une distribution gaussienne de l'APS et la distribution gaussienne de diffuseurs engendre une distribution laplacienne de l'APS. La connaissance de l'APS permet d'évaluer la corrélation spatiale du canal. Dans les prochaines sections, nous verrons la relation entre l'APS et la corrélation spatiale.

### 3.3.1.1 Corrélation spatio-temporelle

La notion de corrélation spatio-temporelle est très utile pour étudier les performances des algorithmes de traitement spatio-temporel. La corrélation spatio-temporelle d'évanouissement est composée de la corrélation temporelle d'évanouissement et de la corrélation spatiale d'évanouissement. La corrélation temporelle d'évanouissement est une fonction de l'étalement Doppler et de la différence  $\Delta t = t' - t$ . Toutefois, la

corrélation spatiale d'évanouissement est une fonction de l'étalement angulaire et de la distance séparant les antennes.

### 3.3.1.2 Corrélation temporelle d'évanouissement

Nous avons vu, au chapitre I, que dans le cas d'un canal non sélectif en fréquence, la corrélation temporelle d'évanouissement peut être exprimée comme [13] :

$$R(\Delta t) = E\{h(t)h(t - \Delta t)^*\} \quad (3.10)$$

Pour un canal à évanouissement multitrajets, le signal reçu est la somme d'un grand nombre des ondes réfléchies par des obstacles. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle peut être écrite comme [13] :

$$h(t) = \sum_{s=1}^{L_s} \frac{1}{\sqrt{L_s}} e^{j(2\pi F_d \cos(\Psi_s)t + \phi_s)} \quad (3.11)$$

où  $L_s$  est le nombre de diffuseurs,  $F_d$  la fréquence Doppler,  $\Psi_s$  un angle d'arrivée aléatoire relative au déplacement du mobile et  $\phi_s$  une phase aléatoire avec une distribution uniforme. En appliquant l'équation (3.11) dans (3.10), nous obtenons l'expression de la corrélation temporelle d'évanouissement suivante [13] :

$$R(\Delta t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp[j(2\pi F_d \cos(\psi)\Delta t)] d\psi \quad (3.12)$$

Dans [14] [5] les auteurs ont démontré que cette corrélation est une fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0 :

$$R(\Delta t) = J_0(2\pi F_d \Delta t) \quad (3.13)$$

où  $J_0$  est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0. Les courbes de cette équation en fonction de  $\Delta t$  sont illustrées à la figure 16 pour différentes valeurs de  $F_d$  [13].

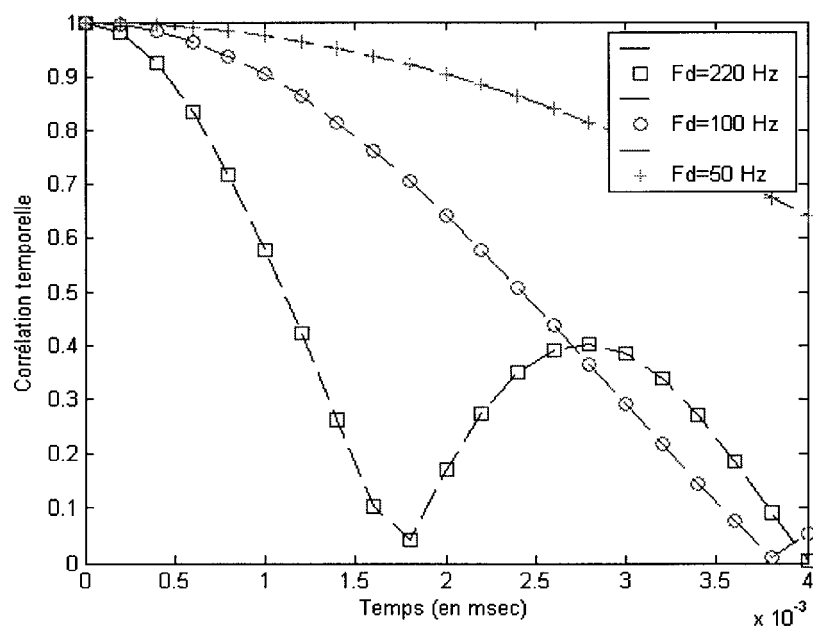


Figure 16 Corrélation temporelle pour différentes fréquences Doppler

La corrélation temporelle d'évanouissement est une fonction de l'étalement Doppler et la différence de temps. L'étalement Doppler et la corrélation temporelle sont aussi inversement proportionnels. En augmentant l'étalement Doppler la corrélation temporelle entre deux instants différents diminue.

### 3.3.1.3 Corrélation spatiale d'évanouissement

La fonction de corrélation spatiale permet de déterminer si deux antennes séparées d'une distance  $d$  subissent simultanément un évanouissement sélectif dans l'espace. La

fonction de corrélation spatiale peut être déduite à partir de la fonction de l'APS. Les paramètres pouvant être déduits du spectre de puissance azimutal sont : l'étalement angulaire et l'angle d'arrivée (DOA). Ces derniers sont des mesures de concentration multitrajets et ils sont importants pour l'évaluation de la corrélation spatiale et l'étude des performances spatiales des systèmes de communications sans fil. Nous avons vu, dans les sections précédentes, que l'APS peut avoir une distribution uniforme, gaussienne, laplacienne ou à cosinus surélevé. Pour les distributions uniformes, gaussiennes et laplaciennes, des expressions analytiques de la fonction de corrélation ont été dérivées. Par contre, pour la distribution de cosinus surélevé, on ne peut pas avoir une expression analytique de la fonction de corrélation et on doit recourir à des calculs numériques. Pour une distribution uniforme de l'APS et un réseau d'antennes linéaires uniformes, la corrélation spatiale  $\rho$  entre deux antennes  $p$  et  $p'$  peut être exprimée comme [13]:

$$\text{Re}(\rho) = J_0(Z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(Z) \cos(2k(\theta^r)) \sin(2k\Delta) \quad (3.14)$$

$$\text{Im}(\rho) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(Z) \sin((2k+1)(\theta^r)) \sin((2k+1)\Delta) \quad (3.15)$$

avec

$$Z = 2\pi \frac{(p-p')d}{\lambda} \quad (3.16)$$

où  $\theta^r$  est l'angle d'arrivée central,  $\Delta$  représente la plage des valeurs de la distribution uniforme de l'angle d'arrivée,  $d$  la distance qui sépare les antennes et  $\lambda$  est la longueur d'onde.

Pour la distribution gaussienne, la corrélation spatiale  $\rho$  peut être exprimée comme [13]:

$$Re(\rho) = J_0(Z) + 2\sqrt{2\pi}C_g\sigma_a \sum_{k=1}^{\infty} e^{-2k^2\sigma_a^2} J_{2k}(Z) \cos[2k(\theta^r)] \quad (3.17)$$

$$Im(\rho) = 2\sqrt{2\pi}C_g\sigma_a \sum_{k=0}^{\infty} \exp\left(\frac{-(2k+1)^2\sigma_a^2}{2}\right) J_{2k+1}(Z) \sin[(2k+1)(\theta^r)] \quad (3.18)$$

où  $C_g$  est une constante de normalisation pour la distribution gaussienne de l'APS. Cette constante dépend du paramètre  $\sigma_a$  relié à l'étalement angulaire et elle est définie par [13] :

$$C_g = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_a \operatorname{erf}\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}\sigma_a}\right)} \quad (3.19)$$

La corrélation spatiale  $\rho$  pour une distribution de Laplace est également développée dans [13] :

$$Re(\rho) = J_0(Z) + 4C_l \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a^2(1-e^{-a\pi})}{a^2 + (2k+1)^2} J_{2k+1}(Z) \sin[(2k+1)(\theta^r)] \quad (3.20)$$

$$Im(\rho) = 4C_l \sum_{k=0}^{\infty} \frac{a(1+e^{-a\pi})}{a^2 + (2k+1)^2} J_{2k+1}(Z) \sin[(2k+1)(\theta^r)] \quad (3.21)$$

où  $C_l$  est une constante de normalisation pour la distribution laplacienne de l'APS. Cette constante dépend du facteur  $a$  relié à l'étalement angulaire et elle est définie par [13] :

$$C_l = \frac{a}{2(1-e^{-a\pi})} \quad (3.22)$$



Ces équations expliquent l'impact de la distribution de l'énergie des angles d'arrivée sur la corrélation spatiale. En effet, l'étalement angulaire et la corrélation spatiale sont inversement proportionnels : en augmentant l'étalement angulaire, la corrélation spatiale diminue et vice versa. Si l'étalement angulaire est petit, les signaux aux différentes antennes seront fortement corrélés, c'est-à-dire que si une antenne subit un évanouissement profond, toutes les autres antennes subiront le même évanouissement. Dans ce cas, le réseau d'antennes ne fournit pas un gain de diversité spatiale. Par contre, si l'étalement angulaire est assez large, alors les signaux aux différentes antennes seront faiblement corrélés et nous pourrions avoir un gain important dû à la diversité spatiale.

### 3.3.2 Concept de modèle à double direction

La réponse impulsionnelle décrite au chapitre I est une fonction à deux variables  $t$  et  $\tau$ , il s'agit d'un canal non directionnel. Pour les systèmes MIMO, il est important d'avoir de l'information angulaire dans le modèle pour évaluer la corrélation entre les antennes et la capacité du canal. En incluant l'information de l'angle d'arrivée (DOA), nous obtenons un modèle à une seule direction  $h(t, \tau, \varphi_R)$ . Le modèle à double direction inclut les informations des angles d'arrivée et des angles de départ (DOD). Cette approche permet d'établir une relation entre l'angle d'arrivée et l'angle de départ par la réponse impulsionnelle  $h(t, \tau, \varphi_R, \varphi_T)$ . Ainsi, nous pouvons obtenir la réponse impulsionnelle du canal non directionnel en prenant l'intégrale suivant l'angle de la réponse impulsionnelle à une seule direction [15] :

$$h(t, \tau) = \int_{-\pi}^{\pi} h(t, \tau, \varphi_R) g_R(\varphi_R) d\varphi_R \quad (3.23)$$

De la même manière, la réponse impulsionnelle à une seule direction peut être obtenue en prenant l'intégrale de la réponse impulsionnelle du canal à double direction par rapport à l'angle [15] :

$$h(t, \tau, \varphi_R) = \int_{-\pi}^{\pi} h(t, \tau, \varphi_R, \varphi_T) g_T(\varphi_T) d\varphi_T \quad (3.24)$$

Cette approche nécessite une distinction entre le canal de propagation et le canal radio pour séparer l'influence des antennes. Le canal radio est décrit par la réponse impulsionnelle non directionnelle  $h(t, \tau)$ , alors que le canal de propagation est décrit par la réponse impulsionnelle à double direction  $h(t, \tau, \varphi_R, \varphi_T)$ . Cette distinction est illustrée à la figure 17.

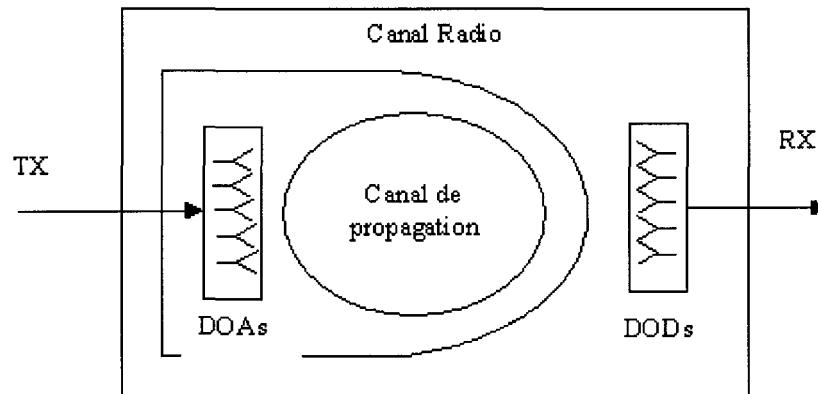


Figure 17 Différence entre le canal de propagation et le canal radio

### 3.4 Modèles de propagation des canaux MIMO

En général, les modèles de propagation sont classés en deux groupes : déterministes et stochastiques. Avec les modèles déterministes, la réponse impulsionnelle est obtenue par le traçage des rayons reflétés, diffractés ou diffusés, en se référant à une base de données qui fournit les informations sur la grandeur, la localisation, la structure physique et les propriétés électromagnétiques des obstacles entre l'émetteur et le récepteur. Ces modèles sont généralement connus sous le nom de "Ray-Tracing". Les modèles déterministes ont l'avantage de fournir des calculs précis pour générer des sites spécifiques et ils permettent la réutilisation des informations. Par contre, les modèles stochastiques

décrivent les caractéristiques du canal radio avec des fonctions de densité de probabilité (PDF). Ces paramètres statistiques, utilisés dans ces types de modèles sont généralement estimés à partir des mesures extensives ou bien déduites à partir des hypothèses géométriques. Les modèles stochastiques ont généralement besoin de moins d'information que les modèles déterministes et ils produisent des résultats plus généraux. Dans la littérature, il existe trois types de modèles de canaux spatiaux temporels stochastiques : modèles basés sur la géométrie, modèles basés sur la corrélation et modèles paramétrique. Dans l'approche basée sur la géométrie connue aussi comme le modèle stochastique à base géométrique (Geometry-based Stochastic Channel Model GSCM ), on prescrit les positions des diffuseurs d'une façon aléatoire. De plus on considère qu'il existe un seul diffuseur entre l'émetteur et le récepteur. Ainsi, le modèle GSCM procède en deux étapes : La première consiste à choisir l'emplacement des diffuseurs d'une façon aléatoire, selon une distribution donnée. La deuxième étape consiste à faire le calcul de la réponse impulsionnelle angulaire avec un simple traçage de rayons (Ray Tracing). En général, les diffuseurs sont situés autour de la station mobile, mais les diffuseurs lointains, comme les montagnes et les grands bâtiments, peuvent être inclus dans le modèle.

Les modèles stochastiques basés sur la corrélation utilisent les principes de modélisation des canaux SISO en introduisant l'effet de corrélation spatiale. Cette corrélation est déterminée à partir du spectre azimutal de puissance (APS). Les modèles stochastiques paramétriques représentent le signal reçu comme étant une superposition des ondes. Dans ce type de modèle, le canal est représenté par un filtre FIR avec des lignes de répliques retardées où chaque réplique est associée à un trajet de propagation. Dans les sections suivantes, nous verrons en détail les principes de modélisation de chaque type de modèle.

### 3.5 Modèle i.i.d

Le modèle le plus simple et le plus utilisé est celui de la distribution de Rayleigh indépendant [7]. Dans ce type de modèle, le canal est modélisé par une matrice dont les éléments sont des variables aléatoires, avec une distribution identique et indépendante de Rayleigh. Les éléments de la matrice du canal sont censés être non corrélés entre eux. C'est le cas idéal décrit dans la plupart des études.

### 3.6 Modèle "Pin hole"

Dans [16], les auteurs présentent un modèle stochastique à base de géométrie. Ce modèle décrit les effets de certains paramètres géométriques de propagation dans un environnement de diffusion. En général, il est bien connu que la capacité d'un canal MIMO dépend largement des propriétés de corrélation de l'évanouissement entre les antennes. En effet, elle est faible pour les canaux fortement corrélés et elle atteint son maximum lorsque la corrélation entre les sous-canaux individuels est égale à zéro. Néanmoins, un exemple a été présenté dans lequel on démontre que le fait d'avoir une corrélation égale à zéro n'est pas une garantie pour avoir une capacité maximale, c'est-à-dire que le canal peut avoir une corrélation égale à zéro, tout en ayant une faible capacité. Ces canaux sont appelés des canaux dégénérés ou "pin holes" [17]. En d'autres termes, la capacité d'un canal MIMO dépend de la corrélation entre les antennes et du rang de la matrice du canal. Le rang élevé de la matrice du canal est lié à l'existence d'un environnement dense en diffuseurs. Le modèle suggère que l'impact de la corrélation spatiale de l'évanouissement et du rang de la matrice du canal soit découplés bien qu'ils ne soient pas entièrement indépendants.

### 3.6.1 Principe du modèle

Dans ce modèle, nous considérons un canal NLOS où l'évanouissement est causé par la présence des diffuseurs aux alentours des deux terminaux de la liaison radio. L'objectif du travail des auteurs [16] est le développement d'un modèle stochastique général qui capte séparément les propriétés de diversités et de rang. Le cas particulier du canal LOS n'est pas traité dans ce modèle. Les diffuseurs sont modélisés comme étant des diffuseurs parfaitement omnidirectionnels du signal. Les directions d'arrivée des ondes planes des signaux reçus forment un écart angulaire de  $\theta_r$ , comme l'indique la figure 18.

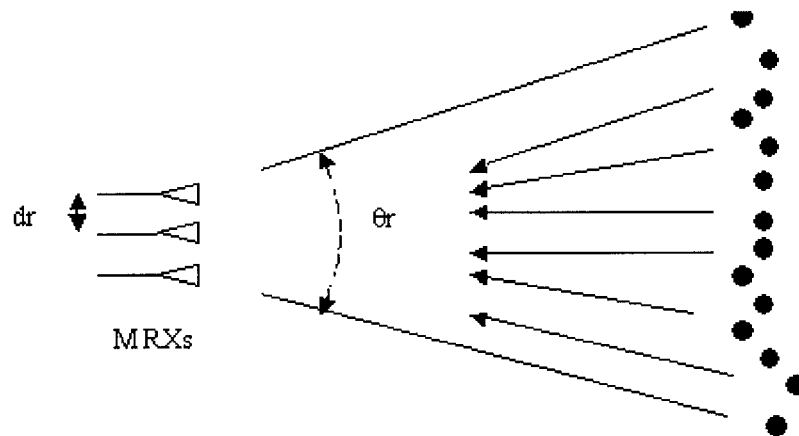


Figure 18 Scénario de propagation pour le système SIMO

La distribution des angles d'arrivées peut être considérée comme uniforme, gaussienne, ou Laplace. La somme des différentes ondes planes engendre un évanouissement sélectif en espace du côté RX. Il est bien connu que la corrélation de l'évanouissement dépend de l'écart angulaire, de la distance qui sépare les antennes et de la longueur d'onde. La réponse de l'antenne réseau est modélisée comme suit [16] :

$$h = R_{\theta_r, d_r}^{1/2} g \quad (3.25)$$

Avec  $g$  étant une matrice des variables aléatoires complexes de moyenne 0 et de variance 1. Pour une distribution uniforme des angles d'arrivée (DOA), la matrice de corrélation  $R_{\theta_r, d_r}$  est définie par [16] :

$$[R_{\theta_r, d_r}]_{m,k} = \frac{1}{S} \sum_{i=-\frac{s-1}{2}}^{\frac{s-1}{2}} e^{-2\pi j(k-m)d_r \cos(\frac{\pi}{2} + \theta_r, i)} \quad (3.26)$$

où  $S$  représente un nombre impair de diffuseurs avec un angle d'arrivée correspondant à  $\theta_{r,i}$ . Pour des grandes valeurs de l'écart angulaire et de l'espacement des antennes  $d$ , la matrice  $R_{\theta_r, d_r}$  convergera vers la matrice identité, ce qui donne un évanouissement non corrélé. Toutefois, pour des valeurs faibles de  $\theta_r$  et  $d_r$ , le rang de la matrice de corrélation devient faible et, par conséquent, on aura un évanouissement fortement corrélé. Le chemin de propagation entre les deux réseaux d'antennes est séparé par un ensemble des obstacles proches des antennes, tel qu'indiqué à la figure 19 [16] :

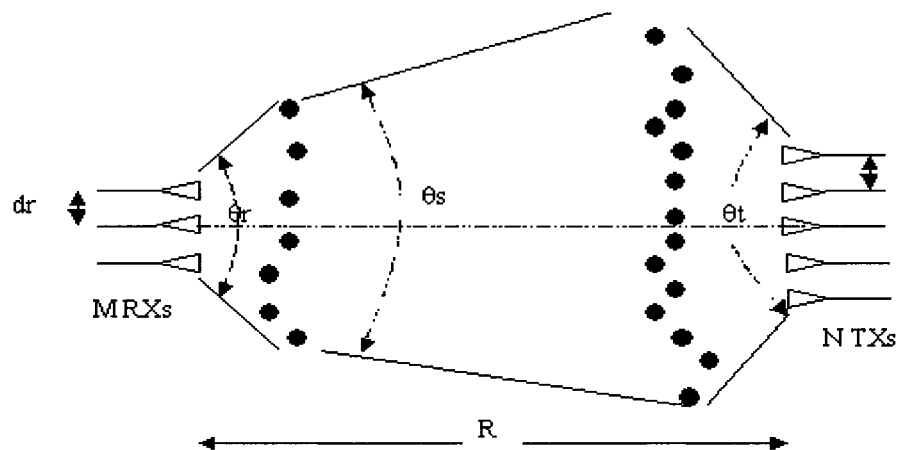


Figure 19 Scénario de propagation pour le système MIMO

Le signal émis par les émetteurs est reçu par les différents obstacles, proches des antennes, qui sont modélisés par des réflecteurs idéaux omnidirectionnels. Les obstacles

à proximité des antennes RX diffusent à leurs tour les ondes vers les antennes RX. Les obstacles proches des antennes RX sont également considérés comme des réflecteurs idéaux omnidirectionnels. Du côté RX, le signal réfléchi par les obstacles est reçu avec un écart angulaire  $\theta_r$  qui dépend de l'emplacement des obstacles par rapport aux antennes. D'une façon similaire, on définit l'écart angulaire du côté TX  $\theta_t$  qui dépend aussi de la distance séparant les antennes et les obstacles. Pour satisfaire l'hypothèse des ondes planes, les obstacles doivent être assez éloignés des antennes. Les diffuseurs de côté RX sont considérés comme un réseau d'antennes virtuel, avec un espacement moyen de  $2D_r/S$  et un écart angulaire défini par  $\tan(\theta_s/2)=D_t/R$ . Le signal transmis par l'émetteur  $n$  est reçu par les  $S$  diffuseurs du côté RX [16] :

$$y_n = [y_{1,n}, y_{2,n}, y_{3,n}, \dots, y_{S,n}]^T \quad (3.27)$$

En utilisant le modèle de corrélation défini par (3.28), nous trouvons [16] :

$$y_n \approx CN(0, R_{\theta_s, 2D_r/S}) \quad (3.28)$$

$$y_n = R_{\theta_s, 2D_r/S}^{1/2} g_n \quad (3.29)$$

Pour les antennes TX non corrélées, la matrice du canal  $S \times N$  décrit la propagation entre les  $N$  antennes TX et les  $S$  diffuseurs [16] :

$$Y = R_{\theta_s, 2D_r/S}^{1/2} G_t \quad (3.30)$$

où  $G_t = [g_1, g_2, g_3, \dots, g_N]$  est une matrice  $S \times N$  des variables aléatoires de distribution de Rayleigh. D'autre part, il existe en général une corrélation entre les antennes de TX à cause de l'écart angulaire et de l'espacement entre les antennes. Donc, une forme plus appropriée du modèle devient [16] :

$$Y = R_{\theta_s, 2Dr/S}^{1/2} G_t R_{\theta_t, dt}^{1/2} \quad (3.31)$$

où  $R_{\theta_t, dt}$  représente la matrice qui contrôle la corrélation du côté TX, tel que suggéré dans le modèle (3.28) [16].

### 3.6.2 Matrice du canal

D'une façon similaire aux diffuseurs de côté TX, les diffuseurs de côté RX sont considérés comme des réflecteurs idéaux omnidirectionnels. Le signal atteint les antennes RX avec un écart angulaire  $\theta_r$ . Le vecteur du signal, reçu de n<sup>ième</sup> antenne TX, peut être formulé comme suit [16] :

$$z_n = \begin{bmatrix} e^{-2\pi j d_{1,1} / \lambda} & \dots & e^{-2\pi j d_{S,1} / \lambda} \\ \cdot & \dots & \cdot \\ e^{-2\pi j d_{1,M} / \lambda} & \dots & e^{-2\pi j d_{S,M} / \lambda} \end{bmatrix} y_n \quad (3.32)$$

$$z_n = \begin{bmatrix} z_{1,n} \\ z_{2,n} \\ \cdot \\ \cdot \\ z_{S,n} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad y_n = \begin{bmatrix} y_{1,n} \\ y_{2,n} \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{S,n} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

En posant  $Z = [z_1, z_2, z_3, \dots, z_N]$  nous obtenons la formule générale suivante pour toutes les antennes [16] :

$$Z = \Phi Y \quad (3.34)$$

où  $\Phi$  représente la matrice  $M \times S$  de l'équation (3.32). L'équation (3.34) est une expression explicite du déplacement de phase dans la matrice (3.32). Cette expression



représente un inconvénient pour le modèle. Pour remédier à ce problème, les auteurs ont abouti à une alternative équivalente pour obtenir un modèle MIMO complètement stochastique. L'alternative est basée sur le fait de démontrer que, pour des valeurs de  $S$  assez grandes, la matrice  $Z$  admet la même fonction de densité de probabilité que  $R_{\theta_r, dr} G_r Y$ , où  $G_r$  est une matrice  $M \times S$  d'évanouissement de Rayleigh. Le nouveau modèle MIMO alors obtenu est [16] :

$$H = \frac{1}{\sqrt{S}} R_{\theta_r, dr}^{1/2} G_r R_{\theta_s, 2Dr/S}^{1/2} G_t R_{\theta_t, dt}^{1/2} \quad (3.35)$$

D'après l'équation (3.35), la corrélation spatiale de l'évanouissement entre les antennes  $TX$  est contrôlée par le terme  $R_{\theta_t, dt}$ . Ce terme dépend implicitement des valeurs :

- Écart angulaire des diffuseurs locaux;
- Largeur de faisceau de diagramme de rayonnement;
- Espacement entre les antennes.

D'une façon similaire, la corrélation spatiale de l'évanouissement entre les antennes  $RX$  est contrôlée aussi par le terme  $R_{\theta_t, dt}$ . Ce terme inclut l'écart angulaire et l'espacement entre les antennes. Par ailleurs le rang de la matrice du canal MIMO est contrôlé par le terme  $R_{\theta_s, 2Dr/S}$ . Le modèle (3.35) montre qu'il est possible d'avoir un évanouissement non corrélé des deux côtés,  $RX$  et  $TX$ , mais la matrice du canal possède un rang faible. Ce type de canal est nommé canal dégénéré car l'énergie diffusée se propage à travers un trou très mince empêchant le rang de grimper. Dans la pratique, cette situation apparaît lorsque le produit  $D_t D_r$  est très petit par rapport à  $R$ . Ces conditions engendrent un faible angle  $\theta_s$  et un rang faible de la matrice  $R_{\theta_s, 2Dr/S}$ . Le modèle de l'équation (3.35) suggère que le rang de la matrice du canal MIMO soit principalement contrôlé par le rayon de diffusion et par la distance  $R$ . Il est à noter que si les diffuseurs sont absents dans un côté de la liaison, c'est l'espacement entre les antennes qui détermine le rang de

la matrice du canal MIMO. Lorsque les antennes  $TX$  ou  $RX$  sont complètement corrélées à cause du faible écart angulaire local, le rang du canal MIMO chute aussi. En résumé, nous pouvons conclure que la corrélation des antennes engendre une perte de rang de la matrice du canal, mais la réciproque n'est pas vraie, c'est-à-dire que le faible rang de la matrice du canal n'implique pas une forte corrélation entre les antennes. Ce modèle ne contient pas une seule variable aléatoire mais le produit de deux matrices de variables aléatoires de distribution de Rayleigh. Suivant le rang de la matrice  $R_{\theta_S, 2D_r/S}$ , les statistiques de l'évanouissement MIMO vont passer graduellement d'un simple gaussien à un produit de deux variables gaussiennes indépendantes. Dans la zone à rang élevé,  $R_{\theta_S, 2D_r/S}$  devient une matrice identité. En utilisant le théorème de limite centrale, le produit  $G_t G_r$  s'approche d'une matrice avec une distribution de Rayleigh simple, c'est ce qui justifie le modèle traditionnel dans ce cas particulier. Dans la zone à rang faible, la matrice  $R_{\theta_S, 2D_r/S}$  devient unitaire. Le canal MIMO devient alors un produit des deux matrices avec des distributions de Rayleigh indépendantes.

Les simulations de ce modèle ont été comparées avec un modèle de Ray Tracing [18], en utilisant les mêmes paramètres dans les deux cas. Les résultats montrent que la capacité n'est pas sensible aux distributions particulières des diffuseurs, tant que les distances  $D_r$ ,  $D_t$  et l'écart angulaire restent constants.

### 3.7 Modèle à base de corrélation

Un modèle stochastique à base de corrélation a été développé dans le cadre du projet européen METRA (Multi Element Transmit and Receive Antennas) [19]. Ce projet a débuté sous l'égide de la Société d'information technologique (IST) [20]. Le modèle dérivé inclut la corrélation partielle entre les trajets dans le canal, ainsi que l'évanouissement rapide et les dispersions temporelles. Le modèle a besoin des paramètres d'entrée, qui sont : la forme de spectre de puissance de retard et la fonction de corrélation spatiale de deux côtés  $RX$  et  $TX$ . Ces paramètres sont valables dans la littérature pour des environnements différents. Le but de ce travail était de profiter des

résultats de mesures obtenus pour étudier les systèmes SIMO, puis extrapoler ces résultats pour un simple modèle stochastique du canal MIMO. Les résultats de mesures qui supportent ce modèle de canal MIMO sont présentés dans [21]. Le modèle développé peut être appliqué aux simulations des systèmes MIMO et pour évaluer les performances des algorithmes de codage spatio-temporel.

### 3.7.1 Principe du modèle

Le canal radio MIMO à large bande décrivant la connexion entre la station *MS* et la station *BS* est exprimé par [19] :

$$H(\tau) = \sum_{l=1}^L A_l \delta(\tau - \tau_l); \quad (3.36)$$

où  $H(\tau) \in C_{M \times N}$  et

$$A_l = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{(l)} & \alpha_{12}^{(l)} & \dots & \alpha_{1N}^{(l)} \\ \alpha_{21}^{(l)} & \alpha_{22}^{(l)} & \dots & \alpha_{2N}^{(l)} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \alpha_{M1}^{(l)} & \alpha_{M2}^{(l)} & \dots & \alpha_{MN}^{(l)} \end{bmatrix}_{M \times N} \quad (3.37)$$

où  $A_l$  est une matrice complexe décrivant la transformation linéaire entre deux antennes du réseau avec un retard  $\tau_l$ ;  $\alpha_{nm}$  est le coefficient de transmission complexe de l'antenne  $n$  de la station *MS* à l'antenne  $m$  de la station *BS*. Notons que l'équation (3.36) est un simple modèle avec  $L$  répliques du signal transmis. Les coefficients de chaque réplique  $l$  sont représentés par des matrices  $A_l$ . La relation entre le signal reçu  $y(t)$  et le signal transmis  $s(t)$  peut être exprimé comme [19] :

$$y(t) = \int H(\tau) s(t - \tau) d\tau \quad (3.38)$$

ou

$$s(t) = \int H^T(\tau)y(t-\tau)d\tau \quad (3.39)$$

Pour conserver la simplicité du modèle, les coefficients  $\alpha_{nm}$  d'une réplique  $l$  sont des variables aléatoires gaussiennes complexes. La puissance moyenne des coefficients de transmission est identique pour une réplique donnée. Cette puissance est définie par [19] :

$$P_l = E\left\{\left|\alpha_{mn}^{(l)}\right|^2\right\} \quad (3.40)$$

pour tous  $n \in [1, 2, 3, \dots, N]$  et  $m \in [1, 2, 3, \dots, M]$ . Les coefficients des différentes répliques sont non corrélés entre eux, c'est à dire [19] :

$$\left\langle \left|\alpha_{mn}^{(l_1)}\right|^2, \left|\alpha_{mn}^{(l_2)}\right|^2 \right\rangle = 0 \quad \text{pour } l_1 \neq l_2 \quad (3.41)$$

### 3.7.2 Matrice de corrélation du canal

Pour déterminer la matrice de corrélation du canal, nous supposons que toutes les antennes ont le même diagramme de rayonnement et que la corrélation spatiale est indépendante de la position d'une antenne dans le réseau. Dans ce cas, la matrice de corrélation du canal  $R_{MIMO}$  est approximativement égale au produit Kronecker des matrices de corrélation  $R_{Tx}$  et  $R_{Rx}$  [22].

$$R_{MIMO} = R_{MS} \otimes R_{BS} \quad (3.42)$$

où la matrice de corrélation spatiale, du côté station de base  $R_{BS}$ , est donnée par [22] :

$$R_{BS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{BS} & \rho_{12}^{BS} & \dots & \rho_{1M}^{BS} \\ \rho_{21}^{BS} & \rho_{22}^{BS} & \dots & \rho_{2M}^{BS} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{M1}^{BS} & \rho_{M2}^{BS} & \dots & \rho_{MM}^{BS} \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (3.43)$$

et la matrice de corrélation spatiale du côté station mobile  $R_{MS}$ , est donnée par [22] :

$$R_{MS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{MS} & \rho_{12}^{MS} & \dots & \rho_{1N}^{MS} \\ \rho_{21}^{MS} & \rho_{22}^{MS} & \dots & \rho_{2N}^{MS} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{N1}^{MS} & \rho_{N2}^{MS} & \dots & \rho_{NN}^{MS} \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (3.44)$$

En introduisant (3.43) et (3.44) dans l'équation (3.42), nous obtenons l'équation du coefficient de corrélation de deux coefficients de transmission  $\alpha_{n_1 m_1}$  et  $\alpha_{n_2 m_2}$  [19] [21] :

$$\rho_{n_2 m_2}^{n_1 m_1} = \rho_{n_1 n_2}^{MS} \rho_{m_1 m_2}^{BS} \quad (3.45)$$

Le coefficient de corrélation du côté  $MS$ , entre une antenne  $n_1$  et une antenne  $n_2$ , est défini par [19] :

$$\rho_{n_1 n_2}^{MS} = \left\langle \left| \alpha_{mn_1}^{(l)} \right|^2, \left| \alpha_{mn_2}^{(l)} \right|^2 \right\rangle \quad (3.46)$$

où  $\alpha_{mn_1}$  représente le coefficient de transmission complexe de l'antenne  $n_1$  à l'antenne  $m$ . Il est à noter que cette équation suppose que le coefficient de corrélation ne dépend pas de  $m$ . De la même manière, le coefficient de corrélation du côté  $BS$  entre une antenne  $m_1$  et une antenne  $m_2$  ne dépend pas de  $n$  et il est défini par [19] :

$$\rho_{m_1 m_2}^{BS} = \left\langle \left| \alpha_{m_1 n}^{(l)} \right|^2, \left| \alpha_{m_2 n}^{(l)} \right|^2 \right\rangle \quad (3.47)$$

Dans le cas où les équations (3.46) et (3.47) sont indépendantes de  $m$  et de  $n$ , l'expression (3.45) de coefficient de corrélation devient équivalente à [19] :

$$\rho_{n_2 m_2}^{n_1 m_1} = \left\langle \alpha_{m_1 n_1}, \alpha_{m_2 n_2} \right\rangle \quad (3.48)$$

### 3.7.3 Génération des coefficients corrélés du canal

Les coefficients corrélés du canal  $\alpha_{mn}$  sont générés à partir des variables aléatoires complexes  $a_{mn}$  de distribution identique et indépendante avec une moyenne égale à zéro et de variance égale à 1. Les éléments de  $a_{mn}$  sont filtrés pour avoir la forme du spectre Doppler correspondant, puis multipliés par une matrice  $C$  pour obtenir des éléments corrélés. La matrice  $C$  est le résultat de la décomposition de Cholesky de la matrice de corrélation du canal MIMO  $R_{MIMO}$  [21] :

$$A = Ca \quad (3.49)$$

Avec  $A_{MN \times 1} = [\alpha_{11}, \alpha_{21}, \dots, \alpha_{M1}, \alpha_{12}, \dots, \alpha_{MN}]^T$  et  $a_{MN \times 1} = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{MN}]^T$ .  $C$  étant le résultat de la factorisation de Cholesky de la matrice  $R_{MIMO} = CC^T$ . Dans le cas d'un canal MIMO 2x2, les coefficients du canal  $\alpha_{ij}$  sont générés comme suit [23] :

$$A = Ca \quad (3.50)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} \\ \alpha_{12} \\ \alpha_{21} \\ \alpha_{22} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} w \\ x \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

La procédure de simulation du canal MIMO proposée comporte deux étapes. La première étape consiste à définir l'environnement où le spectre de puissance de délais et la fonction de corrélation spatiale du côté MS et BS sont connus, *a priori*. À partir de la configuration des antennes du côté MS et BS, on détermine les matrices de corrélation  $R_{MS}$  et  $R_{BS}$ . Par conséquent, la matrice  $C$  peut être calculée. Après la phase d'initialisation, le canal MIMO est simulé comme étant un filtre avec des lignes de retard. Avec ce modèle, le canal MIMO peut être facilement simulé dans un PC en générant  $LMN$  processus non corrélés, suivis d'une procédure de filtrage pour obtenir la corrélation désirée entre les coefficients de transmission. La procédure de simulation du canal MIMO est illustrée à la figure 20 [23] :

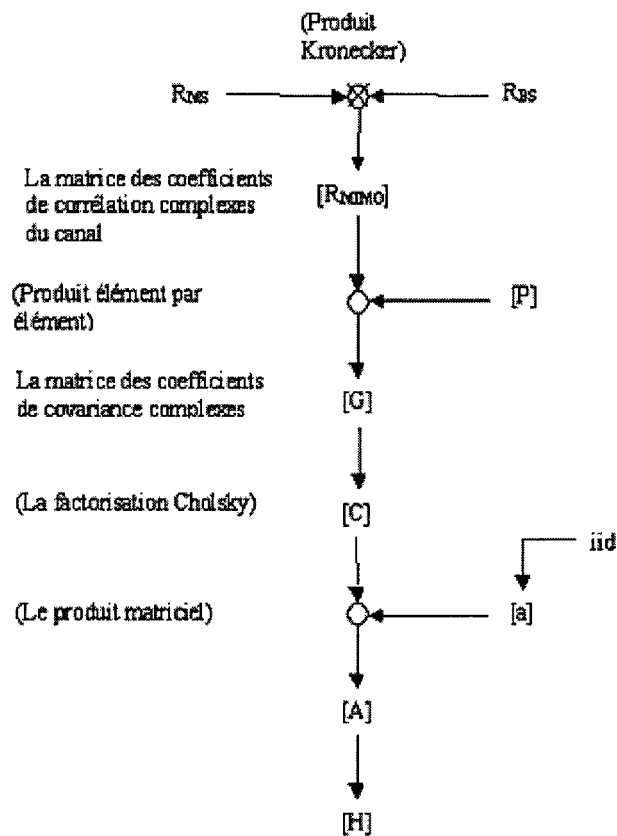


Figure 20 Procédure de simulation du canal MIMO basée sur la corrélation

### 3.8 Modèle stochastique basé sur la géométrie

Molisch [24] [25] a développé un modèle stochastique basé sur l'approche géométrique combinée avec des arguments physiques concernant les effets de propagation importante.

#### 3.8.1 Principe du modèle

Dans un modèle basé sur la géométrie, il faut déterminer les phénomènes physiques de propagation émulsés par ce modèle. Ce modèle est basé sur le modèle géométrique stochastique de mais avec quelques modifications permettant d'inclure les effets spécifiques des systèmes MIMO. Le modèle développé par Molisch [24] émule les phénomènes physiques de propagation suivants :

- Diffusions locales autour de MS et BS

Dans un environnement de propagation radio, nous pouvons constater trois scénarios possibles de diffusion

- 1) Diffusion simple autour de MS
- 2) Diffusion simple autour de BS
- 3) Diffusion double autour de MS et BS.

Le phénomène de diffusion simple autour de MS ou BS peut être inclu en modélisant les distributions des diffuseurs locaux autour de MS ou BS. La distribution des diffuseurs détermine les DOA et les retards des composantes multitrajets qui se propagent à travers les diffuseurs proches. Les modèles existant assument que les DOA et DOD sont séparés. Cette approximation peut être bonne pour les environnements " macro cell " mais pas pour les environnements " micro cell " et " indoor" avec des



réflexions spéculaires. Il est avantageux de définir, pour chaque diffuseur autour de BS, une fonction de distribution angulaire incluant un écart angulaire qui détermine le nombre de diffuseurs autour de MS qui sont couverts par les diffuseurs autour de BS. Ces scénarios de diffusion sont illustrés à la figure 21 [26] :

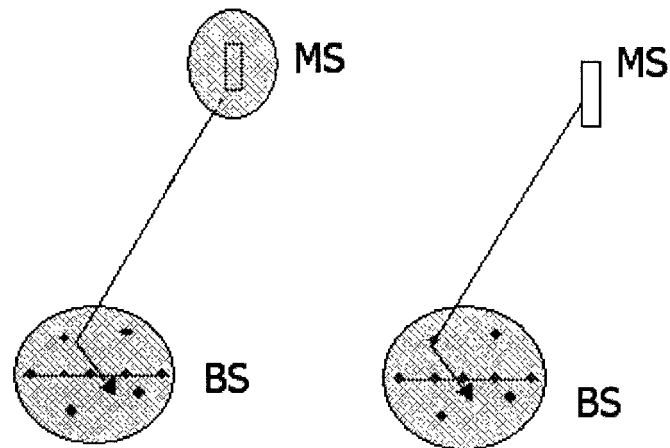


Figure 21 Scénarios de diffusion : Simple et double

#### □ Diffusions lointaines

Ce phénomène est important pour les environnements “outdoor”. Ce phénomène apparaît lorsque les diffuseurs lointains sont en vision directe de MS et BS [24]. Dans ce cas il faut tout d’abord établir les positions des diffuseurs lointains et assumer que tous ces diffuseurs sont illuminés par la BS. De leur côté, ces diffuseurs vont illuminer la MS directement ou par l’intermédiaire d’un certain nombre de diffuseurs locaux et par un certain écart angulaire. Le scénario de diffusion lointaine est illustré à la figure 22 [26].

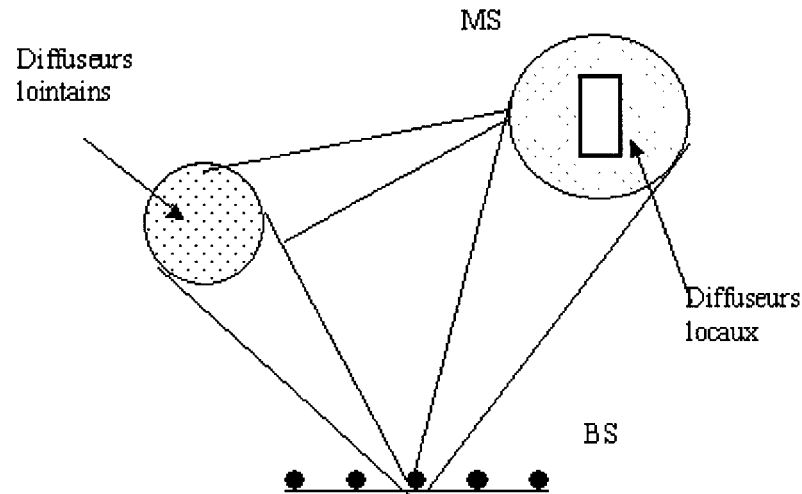


Figure 22 Scénario de diffusion lointaine

#### □ Diffraction et guide d'ondes

L'étape suivante est l'inclusion de l'effet d'un guide d'ondes de propagation dans un endroit entre l'émetteur et le récepteur. Plusieurs mesures de propagation dans des environnements macro et micro cellulaire ont montré que les ondes peuvent être couplées dans un guide d'onde directement de l'émetteur ou après réflexion par les diffuseurs proches ou lointains. D'une façon similaire, les ondes peuvent se propager de l'émetteur au récepteur par diffraction à travers les bords des obstacles ou des diffuseurs lointains. Dans les deux cas cités ci dessus, le rang de la matrice du canal est faible. C'est une propriété importante des systèmes MIMO. Toutefois, il existe deux différences : en général, le guide d'ondes ajoute une dispersion temporelle, alors que la diffraction ne l'ajoute pas.

La diffraction horizontale de toit de bord a un rang faible (généralement le rang est égal à un) par rapport à un arrangement vertical des antennes, mais cela ne limite pas le rang par rapport à un arrangement horizontal. Typiquement, le guide d'ondes a un rang faible avec un rang supérieur à un dans le plan horizontal. Le rang dépend de la circonstance

exacte de la propagation. S'il existe seulement un phénomène de guide d'ondes pures le long d'une rue ou d'un corridor, alors le rang dépend du nombre de modes que la rue peut supporter. En revanche, si le phénomène de guide d'ondes inclus de diffraction autour d'un coin, alors le rang (par rapport à l'arrangement horizontal des antennes) va tendre vers un. Les scénarios de propagation de guide d'ondes et de diffraction sont illustrés à la figure 23 [25] :

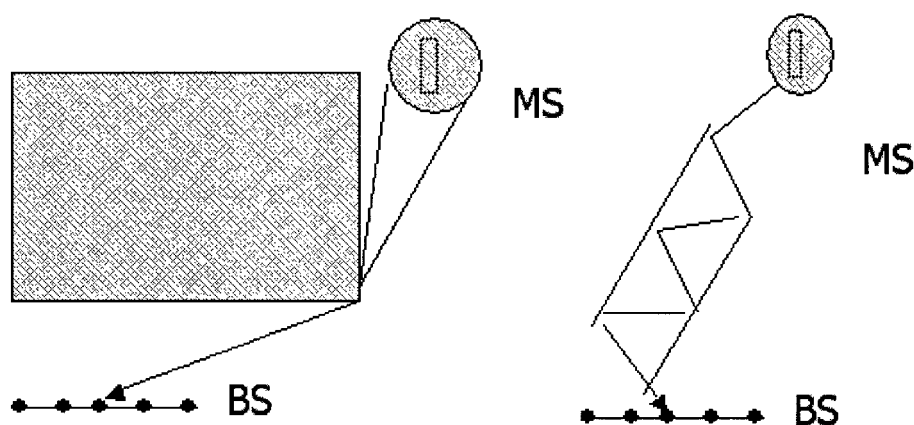


Figure 23 Scénarios de guide d'ondes et de diffraction

Pour une caractérisation complète du modèle, il faut établir les distributions statistiques d'un ensemble considérable de paramètres. Cette tâche demande beaucoup de campagnes de mesure pour évaluer les paramètres statistiques de plusieurs variables du modèle. La formulation du modèle permet l'utilisation des paramètres statistiques déjà utilisés et évalués dans les mesures de campagne des modèles non directionnels.

### 3.8.2 Génération de la réponse impulsionnelle du canal

Une fois les phénomènes de propagation définis, on détermine les paramètres qui caractérisent ces phénomènes. Ces paramètres sont donnés dans des tableaux avec des

distributions statistiques [24]. Le canal est alors modélisé par une réponse impulsionnelle à double direction. Elle inclut tous les  $N$  trajets de propagation entre l'émetteur et le récepteur. Chaque trajet est retardé avec son excès de retard  $\tau_i$  et sa propre amplitude complexe  $a_i e^{j\phi_i}$ , et chaque direction de départ DOD  $\Omega_{T,i}$  est liée avec la direction d'arrivée (DOA) correspondante  $\Omega_{R,i}$  [24] :

$$\begin{aligned} h(\tau, \Omega_R, \Omega_T) &= \sum_{i=1}^N h(\tau_i, \Omega_{R,i}, \Omega_{T,i}) \\ &= \sum a_i e^{j\phi_i} \delta(\tau - \tau_i) \cdot \delta(\Omega_R - \Omega_{R,i}) \delta(\Omega_T - \Omega_{T,i}) \end{aligned} \quad (3.52)$$

La réponse du canal matriciel à large bande déterministe peut être calculée pour n'importe quelle constellation d'antenne [24]:

$$\begin{aligned} h(\tau, x_R, x_T) &= \sum_{i=1}^N h(\tau_i, \Omega_{R,i}, \Omega_{T,i}) \\ &\cdot g_R(\Omega_R) g_T(\Omega_T) e^{j\langle \vec{k}(\Omega_{R,i}), \vec{x}_R \rangle} e^{j\langle \vec{k}(\Omega_{T,i}), \vec{x}_T \rangle} \end{aligned} \quad (3.53)$$

où  $x_R$  et  $x_T$  sont les vecteurs de la position choisie et mesurée à partir d'un point arbitraire mais de référence fixe sur le réseau correspondant et [24] :

$$\langle \vec{k}(\Omega), \vec{x} \rangle = \frac{2\pi}{\lambda} (x \cos \mathcal{G} \cos \varphi + y \cos \mathcal{G} \sin \varphi + z \sin \mathcal{G}) \quad (3.54)$$

$\nu$  et  $\varphi$  indiquent respectivement l'élévation et l'azimut.

### 3.9 Modèle stochastique paramétrique

Pour l'analyse des performances du concept de diversité des émetteurs, Stege et Jelitto [27] [28] ont développé un modèle stochastique paramétrique pour la simulation commune des concepts de diversité du côté RX et TX. Le modèle du canal MIMO est basé sur l'hypothèse qu'il existe quelques réflecteurs dominant dans le champ lointain. Pour chaque réflecteur dominant, un seul multitrajets significatif est considéré. Ce trajet est composé de plusieurs ondes diffusées par les diffuseurs locaux proches de l'émetteur et du récepteur. Le modèle inclut les évanouissements à petite échelle et les évanouissements à grande échelle (perte du trajet et effet de masque). Le scénario de diffusion modélisé dans ce modèle est illustré à la figure 24 [27].

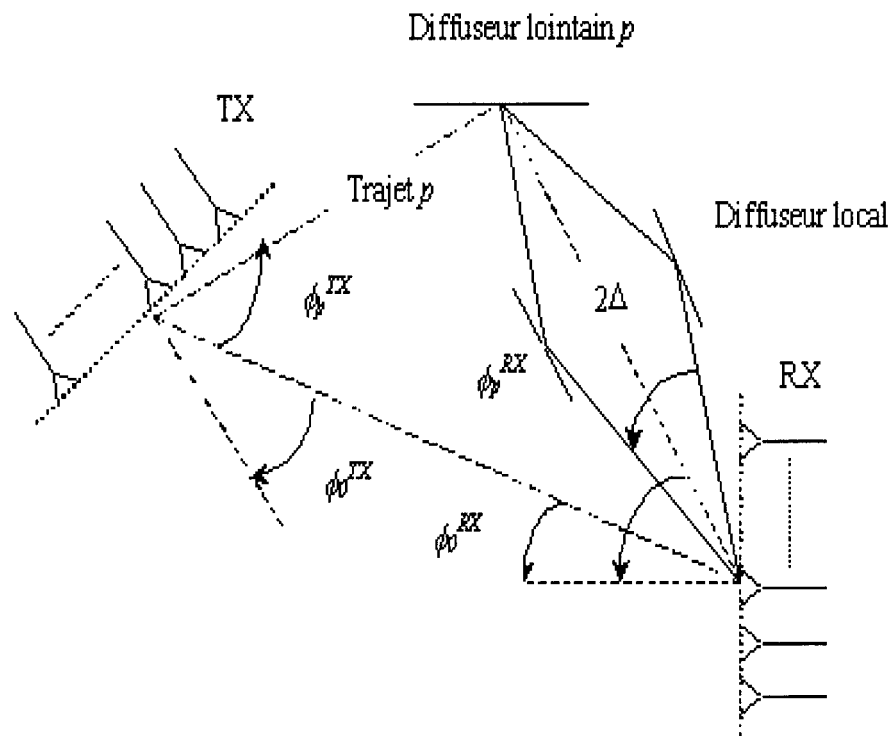


Figure 24 Scénario du modèle

### 3.9.1 Modèle de signal

Dans ce modèle [27], nous considérons un canal spatio-temporel avec  $M^{Tx}$  émetteur et  $M^{Rx}$  récepteurs. En général, les signaux des antennes TX sont transmis à travers les différents canaux SIMO. Le canal de communication de l'antenne de transmission  $m$  vers tous les antennes de réception est représenté par le vecteur  $h_m(t, \tau)$  [27] :

$$h_m(t, \tau) = \left[ h_{m,0}(t, \tau), h_{m,1}(t, \tau), \dots, h_{m, M^{Rx} - 1}(t, \tau) \right]^T \quad (3.55)$$

où  $h_{m,r}(t, \tau)$  est la réponse impulsionnelle du canal reliant l'émetteur  $m$  et le récepteur  $r$ . Le vecteur de signal reçu est le résultat de la superposition des signaux transmis par les  $M^{Tx}$  antennes [27] :

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M^{Tx} - 1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_m(k) h_m(t, t - kT_{sym}) + i(t) + n(t) \quad (3.56)$$

où  $i(t)$  et  $n(t)$  représentent respectivement l'interférence et le vecteur bruit.  $T_{sym}$  est la période du symbole de signal transmis et  $s_m$  le signal transmis de l'antenne  $m$ .

Pour une description discrète du modèle, une opération d'échantillonnage est introduite dans les expressions des signaux. Avec une période d'échantillonnage de  $T_s = (1/\eta)T_{sym}$ , nous définissons le paquet des symboles sur échantillonnés transmis de l'antenne comme suit (Le facteur de sur échantillonnage  $\eta$  est supposé être un nombre entier non négatif) [27] :

$$s^\uparrow(nT_s) = T_{sym} \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k) \delta(nT_s - kT_{sym}) \quad (3.57)$$

Le sur échantillonnage du signal transmis est obtenu en insérant  $(\eta-1)$  zéros entre chaque symbole  $s_m(k)$ . La représentation discrète de l'équation (3.58) aura alors la forme suivante [27] :

$$x(nT_s) = \sum_{m=0}^{M^{Tx}-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_m^{\uparrow}(lT_s) h_m(nT_s, (n-l)T_s) + i(nT_s) + n(nT_s) \quad (3.58)$$

Pour soulager l'écriture, nous enlèverons le terme de  $T_s$  dans toutes les équations qui suivent.

### 3.9.2 Modélisation de l'évanouissement spatio-temporel

Le signal transmis arrive au récepteur avec un certain retard  $\tau_0$ . En plus de ce premier trajet, il existe plusieurs autres échos arrivant de différents réflecteurs et diffuseurs. Ainsi, plusieurs autres multitrajets significatifs viennent s'ajouter au premier trajet. Le nombre de ces multitrajets ( $P$ ) dépend fortement du scénario de propagation. Généralement, le nombre de multitrajets significatifs est situé entre  $1 \leq P \leq 12$ . La représentation temporelle discrète du vecteur de canal  $h(n, n-l)$  admet la forme [27] :

$$h_m(n, n-l) = \left[ h_{m,0}(n, n-l) \dots \dots h_{m, M^{Rx}-1}(n, n-l) \right]^T \quad (3.59)$$

Le modèle de la réponse impulsionnelle  $h(n, n-l)$  du canal est défini comme étant la somme de  $P$  convolutions des coefficients de canal  $c_{p,m,r}(n)$  pour le trajet  $p$ .

$$h_{m,r}(n, n-l) = \sum_{p=0}^{P-1} c_{p,m,r}(n) \cdot g(n-l-\tau_{p,m,r}) \quad (3.60)$$

$C_{p,m,r}$  est le coefficient complexe du trajet  $p$  entre l'émetteur  $m$  et le récepteur  $r$ ,  $\tau_{p,m,r}$  le retard du trajet  $p$  entre l'émetteur  $m$  et le récepteur  $r$  et  $g(n)$  représente la réponse du filtre de système de communication.

Le coefficient complexe du trajet  $p$   $C_{p,m,r}$  est le résultat de la multiplication de trois termes d'évanouissement : perte du trajet  $P_p$ , effet de masque  $\gamma_p$  et évanouissement spatio-temporel  $\beta_{p,m,r}$  [27] :

$$C_{p,m,r}(t) = P_p \cdot \gamma_p(t) \cdot \beta_{p,m,r}(t) \quad (3.61)$$

Les termes  $P_p$  et  $\gamma_p$  sont basés sur les modèles existant des systèmes SISO et ils ne seront pas traités dans les sections suivantes. Le terme  $\beta_{p,m,r}$  caractérise l'évanouissement spatio-temporel du canal MIMO et il sera traité en détail dans les sections suivantes.

Le retard  $\tau_{p,m,r}$  de l'équation (3.60) est constitué du retard du trajet  $p$ , du retard de propagation à travers l'antenne réseau TX  $\Delta_{p,m}^{Tx}$  et du retard de propagation à travers l'antenne réseau RX  $\Delta_{p,r}^{Rx}$  [27]:

$$\tau_{p,m,r} = \tau_p + \Delta_{p,r}^{Rx} + \Delta_{p,m}^{Tx} \quad (3.62)$$

Le retard  $\tau_p$  dû à la propagation dépend de la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur ainsi que de la longueur d'onde. D'autre part, il est bien connu que la propagation d'une onde plane arrive au réseau d'antennes avec un certain déphasage d'une antenne à l'autre. Les retards  $\Delta_{p,m}^{Tx}$  et  $\Delta_{p,r}^{Rx}$  dépendent de la distance qui sépare les éléments de l'antenne réseau et de la longueur d'onde. Dans ce modèle, nous considérons uniquement le cas d'un réseau d'antenne linéaire et uniforme (Uniform Linear Array ULA). Pour ce cas, l'expression de ces retards pour l'antenne de réception  $r$  par rapport à la première antenne du réseau est donnée par [27] :



$$\Delta_{p,r}^{Rx} = \frac{r.d^{Rx} \sin \phi_p^{Rx}}{c} \quad (3.63)$$

Du côté  $Tx$ , ce retard est donné par [27] :

$$\Delta_{p,m}^{Tx} = \frac{m.d^{Tx} \sin \phi_p^{Tx}}{c} \quad (3.64)$$

Les angles d'arrivée (Direction Of Arrival DOA)  $\phi_p^{Rx}$  et les angles de départ (Direction Of Departure DOD)  $\phi_p^{Tx}$  sont définis par rapport à la normale de l'antenne  $Rx$  et par rapport à la normale de l'antenne  $Tx$  (figure 26). L'orientation de l'antenne réseau  $Rx$  et l'antenne réseau  $Tx$  par rapport à la direction de LOS sont décrits respectivement par  $\phi_0^{Rx}$  et  $\phi_0^{Tx}$ . Pour chacune des composantes multitrajets, il existe un écart angulaire causé par les diffuseurs locaux. Pour l'antenne  $Rx$ , cet écart est défini par [27] :

$$\sigma_p(\phi_p^{Rx}) = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} (\phi_{p,l}^{Rx})^2 - \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \phi_{p,l}^{Rx}\right)^2} \quad (3.65)$$

et pour l'antenne  $Tx$  nous aurons [27] :

$$\sigma_p(\phi_p^{Tx}) = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} (\phi_{p,l}^{Tx})^2 - \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \phi_{p,l}^{Tx}\right)^2} \quad (3.66)$$

Les retards d'arrivée de l'onde plane décrits ci-dessus, vont engendrer un déphasage entre les différentes antennes. Du côté  $Rx$ , ce déphasage est exprimé par [27] :

$$\Phi_{r,p}^{Rx} = \Phi_r(\phi_p^{Rx}) = 2\pi\Delta_{p,r}^{Rx} \frac{c}{\lambda} \quad (3.67)$$

Du côté Tx, ce déphasage est [27] :

$$\Phi_{m,p}^{Tx} = \Phi_m(\phi_p^{Tx}) = 2\pi\Delta_{p,m}^{Tx} \frac{c}{\lambda} \quad (3.68)$$

Du côté Rx, les déplacements de phase de tous les éléments d'antenne par rapport à la première antenne sont alors définis dans un vecteur de propagation de l'antenne réseau [27] :

$$a_p^{Rx} = \left[ 1 \quad e^{j\Phi_{1,p}^{Rx}} \quad \dots \quad e^{j\Phi_{M^{Rx}-1,p}^{Rx}} \right]^T \quad (3.69)$$

le même principe s'applique du côté TX, nous aurons [27] :

$$a_p^{Tx} = \left[ 1 \quad e^{j\Phi_{1,p}^{Tx}} \quad \dots \quad e^{j\Phi_{M^{Tx}-1,p}^{Tx}} \right]^T \quad (3.70)$$

Le processus d'évanouissement  $\beta_{p,m,r}(t)$  du trajet  $p$  entre une antenne de transmission  $m$  et une antenne de réception  $r$  est une superposition de  $L$  fronts d'ondes. Chaque signal, arrivant des diffuseurs locaux, subit une atténuation  $v_{p,l}$ . L'angle de départ  $\phi_p^{Tx}$  est modélisé par une distribution aléatoire uniforme dans l'intervalle  $[0,2\pi]$ . L'expression de l'évanouissement spatio-temporel à petite échelle est donnée par [27] :

$$\begin{aligned}\beta_{p,m,r}(t) &= \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{l=0}^{L-1} a_m(\phi_{p,l}^{Tx}) a_r(\phi_{p,l}^{Rx}) v_{p,l} e^{j2\pi f_d t \cos(\phi_{p,l}^{Tx})} \\ &= v_{p,m,r}(t) e^{j\phi_{p,m,r}(t)}\end{aligned}\quad (3.71)$$

Les termes  $v_{p,m,r}(t)$  et  $\phi_{p,m,r}(t)$  déterminent les caractéristiques de corrélation temporelle de l'évanouissement, cependant, les termes  $a_m(\phi_{p,l}^{Tx})$  et  $a_m(\phi_{p,l}^{Rx})$  déterminent les caractéristiques de corrélation spatiale de l'évanouissement. L'écart angulaire dépend de la distance qui sépare le récepteur des diffuseurs. Une grande distance engendre un faible écart angulaire (RX1 à la figure 25). Dans ce cas, nous pouvons distinguer uniquement un évanouissement temporel. Par ailleurs, si le récepteur est entouré de diffuseurs assez rapprochés, ceci engendre un grand écart angulaire et, par conséquent, un évanouissement spatial (RX2 à la figure 25).

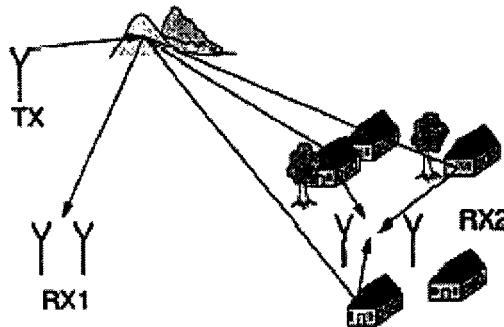


Figure 25 Différents scénarios de diffuseurs locaux du côté RX

La corrélation des coefficients d'évanouissement spatial du côté des antennes RX dépend de la distance qui sépare les antennes et de l'écart angulaire. La corrélation d'évanouissement spatial de trajet  $p$  pour le cas de SIMO est définie par [27] :

$$R_{s,p}^{Rx} = \sum_{l=0}^{L-1} a(\phi_{p,l}^{Rx}) a^H(\phi_{p,l}^{Rx}) \quad (3.72)$$

Cette corrélation peut être estimée pour la distribution uniforme de  $\phi_{p,l}^{Rx}$ . Les résultats de simulation montrent que, pour les faibles écarts angulaires, la corrélation spatiale est assez élevée.

Ce modèle est important pour l'étude des performances des codes spatio-temporels. L'avantage principal de ce modèle est la simulation simultanée de l'évanouissement spatio-temporel des côtés RX et TX. L'inconvénient de ce modèle est qu'il ne tient pas compte de la distribution statistique des diffuseurs locaux et lointains.

### 3.10 Modèle SUI

Un groupe de recherche de Stanford University (SU) a développé un modèle paramétrique pour les applications fixes des canaux à large bande [29]. Le modèle est basé sur les campagnes de mesures faites par SU et sur la littérature publiée. Dans ce modèle, on définit des paramètres pour différentes catégories de canaux. Trois catégories des canaux sont définies : canaux de catégorie A, canaux de catégorie B et canaux de catégorie C. La catégorie des canaux est déterminée par deux critères : la densité d'arbres et le type de terrain. La densité d'arbres peut être légère, modérés ou forte. Le type de terrain est soit plat soit accidenté. Pour chaque catégorie de canaux, il existe deux canaux différents. La classification des canaux dans une catégorie est basée sur l'écart de retard, la fréquence Doppler et un facteur K. Ce facteur représente le rapport de la puissance des composantes fixes sur la puissance des composantes variables du signal. On obtient alors six canaux différents. Les différents canaux considérés dans le modèle SUI sont illustrés dans aux tableaux II , III et IV [29] :

Tableau II

## Catégorie des canaux

<b>Terrain</b>	<b>Modèles SUI</b>
C Terrain plat/ Densité légère d'arbres	SUI-1
	SUI-2
B Terrain plat / Densité modérée d'arbres	SUI-3
	SUI-4
A Terrain accidenté / Densité forte d'arbres	SUI-5
	SUI-6

Tableau III

## Classification des modèles SUI

	<b>K : Bas</b>	<b>Écart de retard</b>		
		Bas	Modéré	Élevé
<b>Doppler</b>				
	Bas	SUI-3		SUI-6
	Élevé		SUI-4	SUI-5

Tableau IV

## Canaux SUI de catégorie C

	<b>K : Modéré /Élevé</b>	<b>Écart de retard</b>		
		Bas	Modéré	Élevé
<b>Doppler</b>	Bas	SUI-1, SUI-2		
	Élevé			

Les modèles SUI émulent les effets d'évanouissement à grande et à petite échelle. Les évanouissements à petite échelle sont modélisés par des lignes à répliques retardées (Tapped Delay Line TDL). Les évanouissements à grande échelle sont inclus dans les modèles en introduisant les expressions de la perte du trajet et de l'effet de masque. Les paramètres statistiques des évanouissements à petite échelle sont spécifiés pour chaque canal SUI. La corrélation spatiale des antennes est également définie pour chaque ensemble des modèles afin de tenir compte des caractéristiques spatiaux des canaux. À titre d'exemple, la définition du canal SUI-3 est représentée dans le tableau V. Tous les autres canaux sont définis dans un document de références [29].

Tableau V

## Définition du canal SUI-3

<b>Canal SUI-3</b>				
	<b>Réplique 1</b>	<b>Réplique 2</b>	<b>Réplique 3</b>	<b>Unité</b>
<b>Retard</b>	0	0.5	1	$\mu\text{s}$
<b>Puissance (ant omni)</b>	0	-5	-10	dB
<b>Facteur K (ant omni)</b>	1	0	0	
<b>Puissance (ant 30°)</b>	0	-11	-22	dB
<b>Facteur K (ant 30°)</b>	3	0	0	
<b>Doppler</b>	0.4	0.4	0.4	Hz
<b>Corrélation d'antenne :</b>	$\rho_{ENV}=0.4$			
<b>Facteur de réduction :</b>	GRF = 3 dB			
<b>Facteur de normalisation :</b>	$F_{\text{omni}} = -1.5113 \text{ dB}, F_{30^\circ} = -0.3573 \text{ dB}$			

### 3.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents modèles des canaux MIMO. Ces modèles utilisent les principes fondamentaux de modélisation des canaux SISO et les caractéristiques spatiales du canal pour émuler l'effet de corrélation. La pertinence d'un modèle MIMO dépend de sa capacité à traduire le degré de corrélation. Dans le modèle Keyhole, la corrélation est contrôlée par les diffuseurs locaux aux alentours des antennes. Les diffuseurs sont considérés comme des réseaux d'antennes linéaires uniformes. Cette restriction ne reflète pas toujours la réalité et rend le modèle non applicable pour certains scénarios. Le modèle à base de corrélation détermine la corrélation à travers le spectre azimutal de puissance (SAP). La forme de SAP est bien connue pour différents scénarios, mais la valeur de corrélation dépend de l'écart angulaire. La connaissance de l'écart angulaire est, dans ce cas, primordiale pour bien refléter le degré de corrélation. La corrélation dans le modèle stochastique paramétrique dépend de la distribution des angles de départ (AOD) et les évanouissements corrélés résultent de cette distribution. Dans le modèle basé sur la géométrie, c'est l'émulation des effets de propagation et la distribution statistique des diffuseurs qui déterminent le degré de corrélation. Pour simuler un canal à partir de ce modèle, plusieurs variables doivent être définies.

## **CHAPITRE 4**

### **IMPLÉMENTATION DES MODÈLES SUR SPW ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS**

#### **4.1 Introduction**

Les modèles de propagation qui ont été développés pour simuler le canal radio ont évolué avec le besoin de l'industrie de communications sans fil. Pour les systèmes analogiques de première génération, les modèles de propagation considèrent les caractéristiques de puissance et l'effet Doppler du signal radio. Les systèmes de deuxième génération utilisent des modulations numériques à larges bandes et ces dernières exigent des extensions pour inclure les caractéristiques temporelles du canal radio. Par conséquent, il est nécessaire de recourir à des modèles pour la deuxième génération pouvant fournir des caractéristiques Doppler avec les profils de puissance de retard. Pour les systèmes de troisième génération, on a besoin d'exploiter plus efficacement le domaine spatial, d'où la nécessité de développer des modèles qui fournissent les informations spatiales et temporelles pour étudier de tels systèmes. Dans la plupart des logiciels de conception assistés par ordinateur (CAO), on ne trouve pas de modèles de canaux MIMO, d'où la nécessité d'implémenter de tels modèles pour faciliter la simulation et la conception des systèmes MIMO. Le logiciel SPW fait partie de ces logiciels qui n'ont pas de modèles MIMO. Dans ce chapitre, nous présenterons les étapes d'implémentation d'un modèle ainsi que les modèles implémentés.

#### **4.2 Aperçu du logiciel SPW**

Le logiciel SPW (Signal Processing Worksystem) de Cadence est un environnement d'implémentation, de simulation et de conception orientée par bloc de systèmes de communication. Ce logiciel fournit les outils nécessaires pour la simulation interactive,



l'implémentation, les tests et les conceptions des systèmes de communication et autres systèmes, comme le traitement de signal numérique (DSP). Les applications typiques de conception du logiciel SPW incluent les systèmes de communication numérique, le traitement d'images, les multimédias, les systèmes de radar, les systèmes de commande, l'acoustique numérique et la télévision à haute définition. Le logiciel SPW se compose de plusieurs modules. Les principaux modules sont le gestionnaire de fichiers, l'éditeur du bloc de diagrammes (BDE), le calculateur de signal (SigCalc), le gestionnaire de simulation, le simulateur SPB-I et la bibliothèque DSP. Ces modules sont représentés à la figure 26. En plus de ces modules, nous retrouvons une base de données des conceptions existantes.

Le gestionnaire de fichiers est un outil unifié qui permet de créer et de gérer la librairie SPW, d'accéder à tous les fichiers de données de SPW et d'appeler les divers outils de SPW. L'éditeur du bloc de diagrammes (BDE) représente graphiquement un système comme étant un ensemble de blocs fonctionnels connectés par des fils. Chaque bloc est un symbole qui représente une opération et les fils connecteurs symbolisent l'acheminement des signaux entre les blocs. Le calculateur de signal (SigCalc) crée les signaux d'entrée pour la simulation et il calcule les signaux de sortie pour une conception donnée. Ce module permet aussi le filtrage des signaux, l'analyse des fonctions comme la transformée de Fourier rapide (FFT) et les produits d'intercorrélations.

Le gestionnaire de simulation permet de démarrer la simulation. La simulation peut être effectuée avec le simulateur SPB-I ou avec le programme de simulation optionnel compilé SPB-C. Le gestionnaire de simulation fournit un programme de mise au point pour faciliter et aider à identifier les problèmes de conception.

La bibliothèque DSP fournit un ensemble standard de blocs pour aider à concevoir et à simuler un éventail de systèmes de traitement de signaux numériques. La bibliothèque DSP de SPW contient plusieurs blocs pouvant être utilisés dans BDE pour créer une conception de traitement de signal.

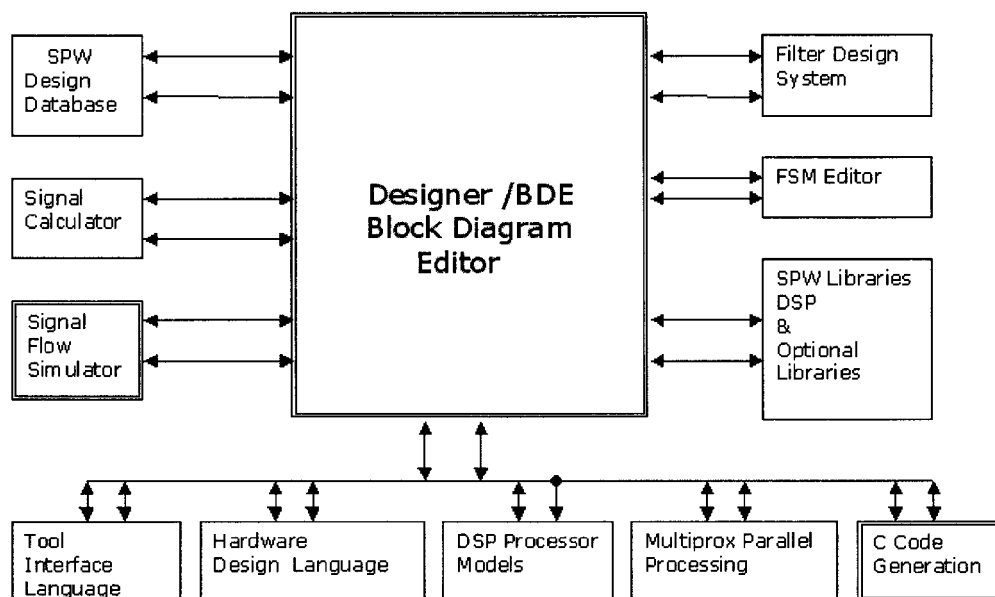


Figure 26 Les modules de SPW

### 4.3 Modèles existant sur SPW

Dans SPW, les modèles des canaux SISO sont représentés par des blocs de canaux qui se trouvent dans la bibliothèque. Un bloc de canal est un filtre linéaire ou non linéaire utilisé pour implémenter un modèle de canal de communication. Les effets de distorsions de l'environnement radio sont simulés en insérant un bloc de canal entre l'émetteur et le récepteur. Les modèles de propagation existant dans SPW sont tous de type SISO et ils sont répartis en deux catégories, les modèles classiques de base et les modèles pour le standard global de troisième génération de IMT-2000 (International Mobile Telecommunication-2000). Les modèles classiques de base existant dans SPW sont :

- ❑ Modèle multitrajets de Rummler
- ❑ Modèle de Rice
- ❑ Modèle de Rayleigh non sélectif en fréquence
- ❑ Modèle de Rayleigh sélectif en fréquence
- ❑ Modèle " Indoor " de Saleh

- ❑ Modèle “ Indoor ” de Rappaport
- ❑ Modèle Lognormale

Les modèles IMT-2000 existant dans SPW sont :

- ❑ Modèle Pedestrian (Modèle A et B)
- ❑ Modèle de Véhicule (Modèle A et B)
- ❑ Modèle “Indoor”

#### **4.4 Implémentation des modèles MIMO dans SPW**

Le logiciel SPW permet de créer un bloc codé par l'utilisateur (CCB : Custom-Coded Blocks) et de l'intégrer dans le système. Pour créer un CCB, il faut suivre les étapes suivantes :

1. Créer et sauvegarder le symbole du modèle
2. Créer et sauvegarder le symbole d'affichage des paramètres
3. Lier les deux symboles
4. Générer les fichiers de gabarit (.h et .c)
5. Insérer les codes dans ces fichiers
6. Compiler les codes

À la suite de ces étapes, le CCB est prêt pour être testé dans un système

##### **4.4.1 Création du symbole du modèle**

Pour créer un nouveau modèle de symbole, il faut commencer avec un symbole déjà existant ayant le même nombre et le même type d'entrée et de sortie que celui désiré. Ce bloc est désigné par un bloc “pass through”. Il fait passer les données de l'entrée vers la

sortie, en laissant les attributs changer sans modifier les données binaires. Pour illustrer cette opération, on considère l'exemple de la création d'un symbole de modèle qui calcule la valeur absolue de l'entrée et place le résultat dans la sortie. Pour ce faire, il faut suivre les étapes suivantes :

1. Fermer toutes les fenêtres de conception de BDE
2. Ouvrir une nouvelle fenêtre de conception de BDE
3. Dans la nouvelle fenêtre de conception de BDE, exécuter la commande File-Open. Dans la fenêtre de dialogue, on active le bouton "Logical name". Dans la liste qui apparaît, on sélectionne le nom du modèle logique suivant :

**hds\_main/pass\_thrusymbol**

4. Cliquer sur le bouton OK et le symbole de modèle apparaîtra comme indiqué à la figure 27 :

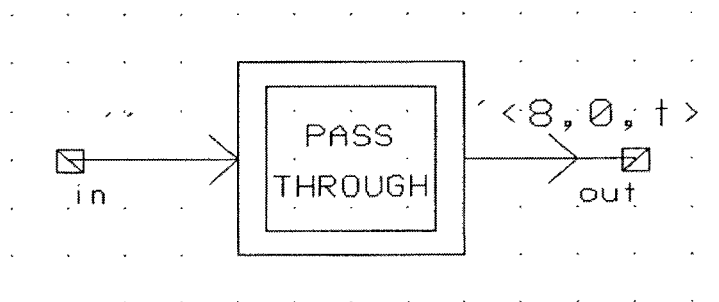


Figure 27 Symbole du modèle

5. Pour copier le modèle de symbole dans un nouveau modèle, il faut exécuter les commandes suivantes :
  - Select-All**
  - Edit-Copy**
  - File-New**
  - Edit -paste**

6. Presser le bouton de la souris pour coller les données copiées dans le nouveau modèle
7. Exécuter la commande :

### View-Zoom To Fit

8. Exécuter la commande “Save File As” et taper le nouveau nom du fichier dans la fenêtre de dialogue.

**yourlib/absfp.symbol**

9. Laisser les autres options de la boîte de dialogue désactivées. Cliquer sur le bouton OK pour sauvegarder la conception sous le nouveau nom.
10. Sélectionner les notes de texte PASS et THROUGH et les supprimer avec la commande Edit-Cut
11. Exécuter la commande de la fenêtre Options-Customize-Design. Dans la boîte de dialogue, placer la rupture à 0.125, ensuite cliquer sur le bouton OK
12. En utilisant la commande “Add-Line”, ajouter quatre lignes pour indiquer la fonction de bloc “| x |” (valeur absolue de x dans la figure 28).

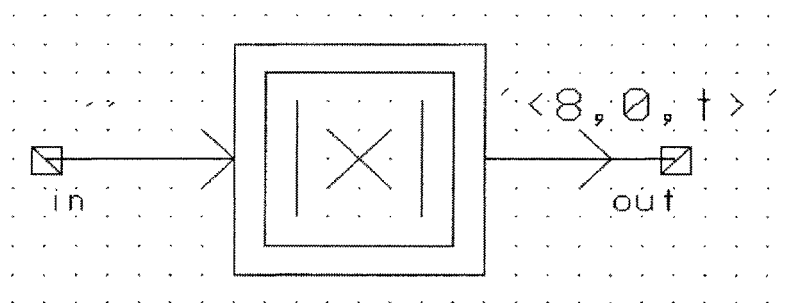


Figure 28 Édition du symbole dans SPW

13. Enfin, exécuter la commande File-Save pour sauvegarder le symbole édité.

#### 4.4.2 Création de symbole d'affichage des paramètres

Pour créer le symbole d'affichage des paramètres il faut suivre les étapes suivantes :

- ❑ Ouvrir une nouvelle fenêtre de conception BDE.
- ❑ Dans la nouvelle fenêtre de conception BDE, exécuter la commande File-Open.
- ❑ Dans la boîte de dialogue activer le bouton "Logical name".
- ❑ Sélectionner le nom de modèle.

Le modèle d’Affichage des paramètres contient certains paramètres qui sont nécessaires pour une opération correcte mais ils ne peuvent être édités ou visualisés dans la fenêtre de contexte BDE. Dans le modèle de paramètre original, on peut voir ces paramètres en bas de la boîte d’affichage des paramètres.

Pour copier le modèle de paramètres dans un nouveau modèle, il faut exécuter les commandes suivantes :

- ❑ Select-All
- ❑ Edit-Copy
- ❑ File-New
- ❑ Edit-Paste

#### 4.4.3 Liaison des deux symboles

L’étape suivante, dans l’implémentation d’un modèle, consiste à lier les deux symboles. Pour ce faire, il faut ouvrir la fenêtre de conception BDE contenant le modèle de symbole et suivre les étapes suivantes :

1. Exécuter la commande :

**File-Link**

2. Remplir les champs dans la boîte de dialogue. Le modèle de symbole doit être dans “ From File ” et le modèle de paramètres dans le champ “ To File”. La boîte de dialogue de cette opération est illustrée à la figure 29.

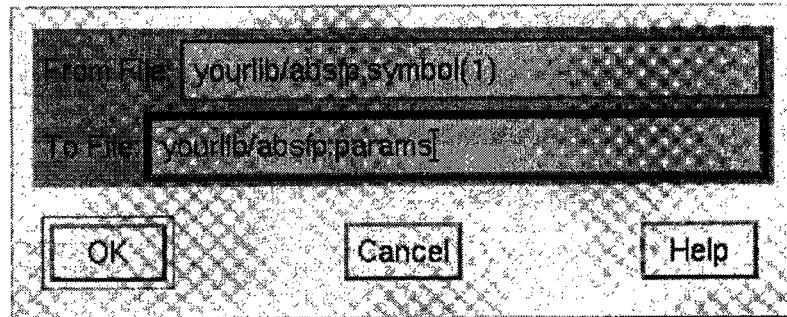


Figure 29 Boîte de dialogue pour créer le lien entre symboles

3. Cliquer sur OK pour créer la liaison.

#### 4.4.4 Génération des fichiers gabarits (.h et .c)

Pour créer les fichiers gabarits afin d’écrire le code de simulation SPW, il faut ouvrir la fenêtre de conception BDE contenant le modèle du symbole à coder et exécuter la commande “Tools-Simulator-Prepare Block”. Cette commande permet d’ouvrir la fenêtre de contrôle principal du bloc de préparation. Le nom de symbole de modèle doit figurer dans le champ “Name”.

Dans la fenêtre de contrôle, cliquer sur le bouton “Template”. Le BDE crée un ensemble de fichiers gabarits basés sur les ports d’entrées, les ports de sorties et les paramètres du bloc. Une fois ces étapes terminées, il faut procéder à l’édition du code source pour le bloc.

### 4.5 Modèles implémentés

Pour implémenter des modèles MIMO dans SPW, deux des six modèles étudiés dans le chapitre trois ont été choisis. Ces modèles sont : le modèle “keyhole” et le modèle à base

de corrélation. L'implémentation des autres modèles nécessite un grand nombre de paramètres. De plus, les caractéristiques statistiques de certains de ces paramètres ne sont pas encore définies [26].

#### 4.5.1 Implémentation du modèle "keyhole"

Dans ce modèle, le canal MIMO est défini par [16] :

$$H = \frac{1}{\sqrt{S}} R_{\theta_r, d_r}^{1/2} G_r R_{\theta_s, 2D_r / S}^{1/2} G_t R_{\theta_t, d_t}^{1/2} \quad (4.1)$$

où [H] est une multiplication de cinq matrices. Deux matrices avec des éléments de distribution de Rayleigh et les trois autres matrices représentent les matrices de corrélation de côté Rx, Tx et entre les diffuseurs. Les significations de chaque matrice du modèle sont présentées dans le tableau suivant [16] :

Tableau VI

Paramètres du modèle OWFMIMO

Terme	Signification
$R_{\theta_r, d_r}$	La matrice de corrélation de côté Rx de MxM éléments
$R_{\theta_t, d_t}$	La matrice de corrélation de côté Tx de NxN éléments
$R_{\theta_s, 2D_r / S}$	La matrice de corrélation de côté diffuseur de SxS éléments
$G_r$	La matrice MxS d'évanouissement de Rayleigh (i.i.d).
$G_t$	La matrice SxN d'évanouissement de Rayleigh (i.i.d).



La première étape d'implémentation consiste à créer le symbole de ce modèle. Ce symbole est représenté à la figure 30:

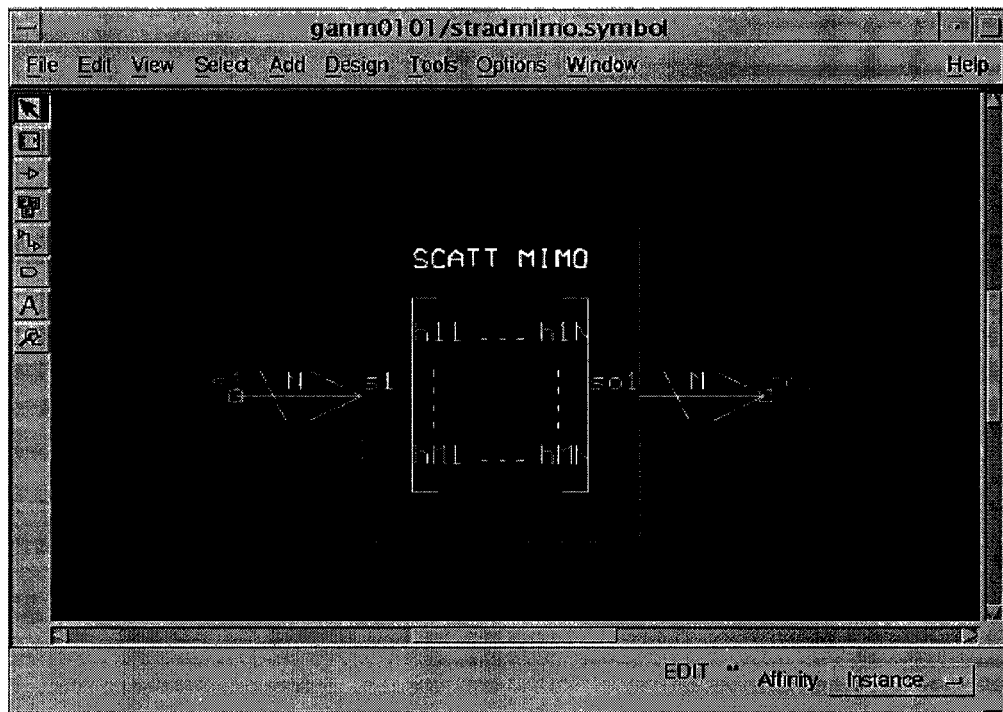


Figure 30 Le symbole du modèle OWFMIMO

La deuxième étape consiste à créer le symbole d'affichage des paramètres. Ce symbole doit contenir tous les paramètres nécessaires à la simulation du modèle. Dans le modèle "keyhole" les paramètres de simulation sont :

- Nombre de diffuseurs
- Espacement des antennes Tx
- Espacement des antennes Rx
- L'écart angulaire de coté Tx
- L'écart angulaire de coté Rx
- L'écart angulaire des diffuseurs
- Type de distribution (Rayleigh, Rice)

Ces paramètres sont configurables à l'aide de l'interface utilisateur illustré à la figure 31 :

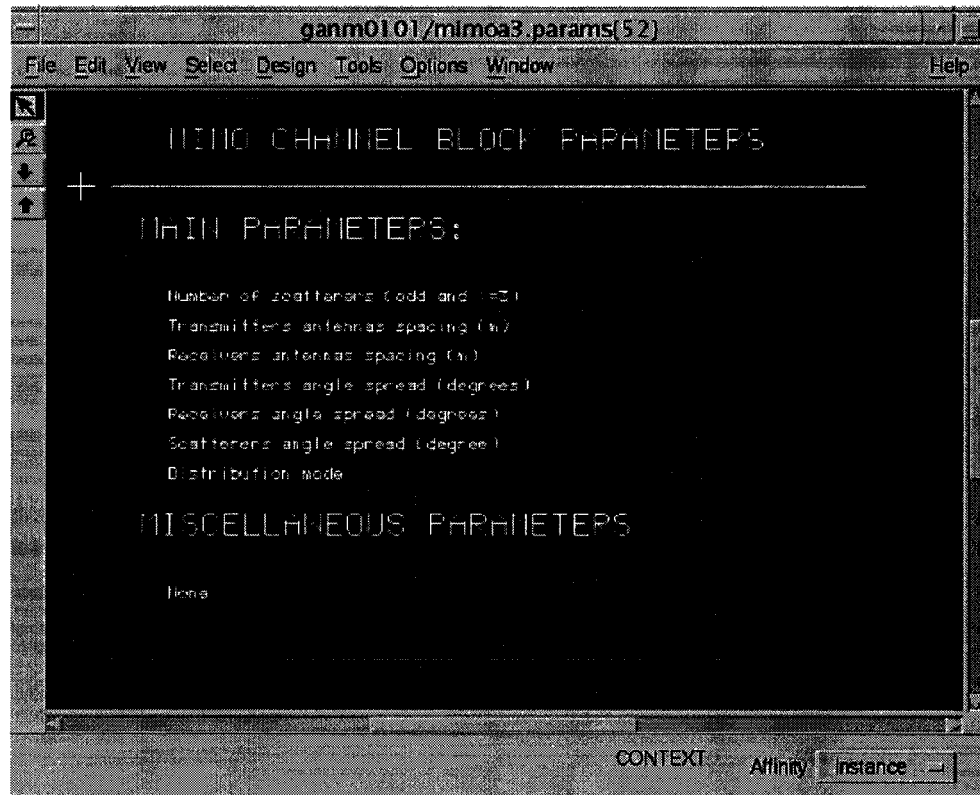


Figure 31 Interface de configuration des paramètres du modèle “keyhole”

#### 4.5.2 Simulation du canal

Une fois le modèle est implémenté, on peut simuler tout un système MIMO. Pour visualiser l'effet du canal sur les signaux, on a opté pour l'utilisation des signaux de source 16 QAM indépendants déjà existants dans SPW. Ces sources sont appliquées à l'entrée du canal MIMO implémenté. Du côté Rx, on ne peut se contenter que de la visualisation des signaux à la sortie du canal, en utilisant des blocs de visualisation des signaux (Complex Sink). Ce choix s'explique par le fait qu'il n'existe pas de blocs de

récepteur MIMO dans SPW. Une alternative sera abordée ultérieurement. Le schéma bloc de simulation est illustré à la figure 32.

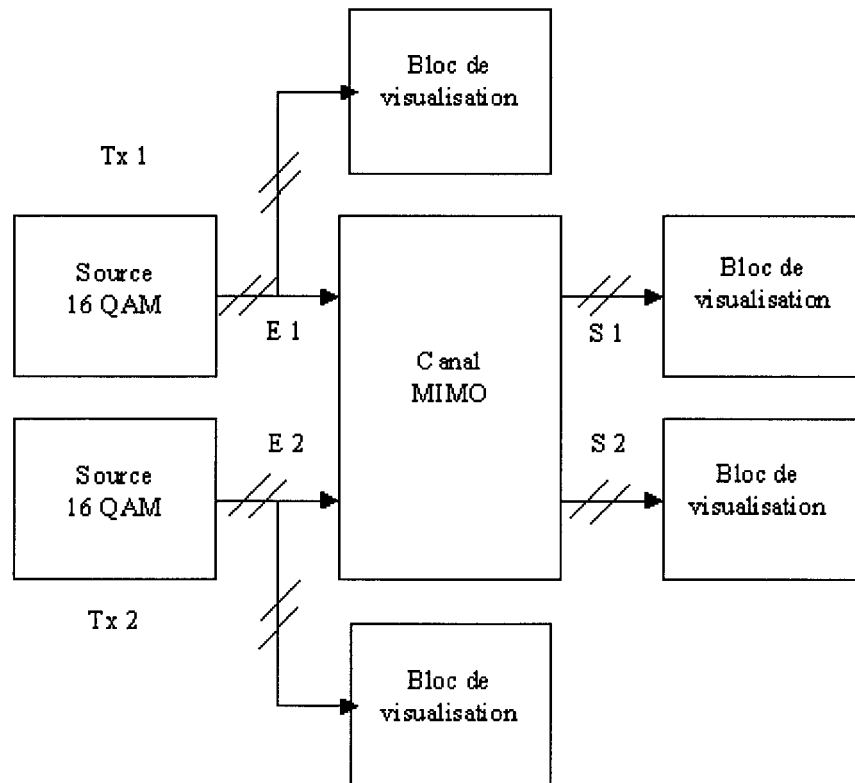


Figure 32 Schéma bloc de simulation

La constellation des signaux 16 QAM à l'entrée du système est visualisée à l'aide du bloc de visualisation "Complex Sink". Cette constellation est illustrée à la figure 33. Les deux sorties du canal S1 et S2 sont également observées par des blocs de visualisation. Les distorsions des signaux à la sortie du canal sont observées à la figure 34. Ces distorsions peuvent être annulées en utilisant des algorithmes de détection et d'égalisation.

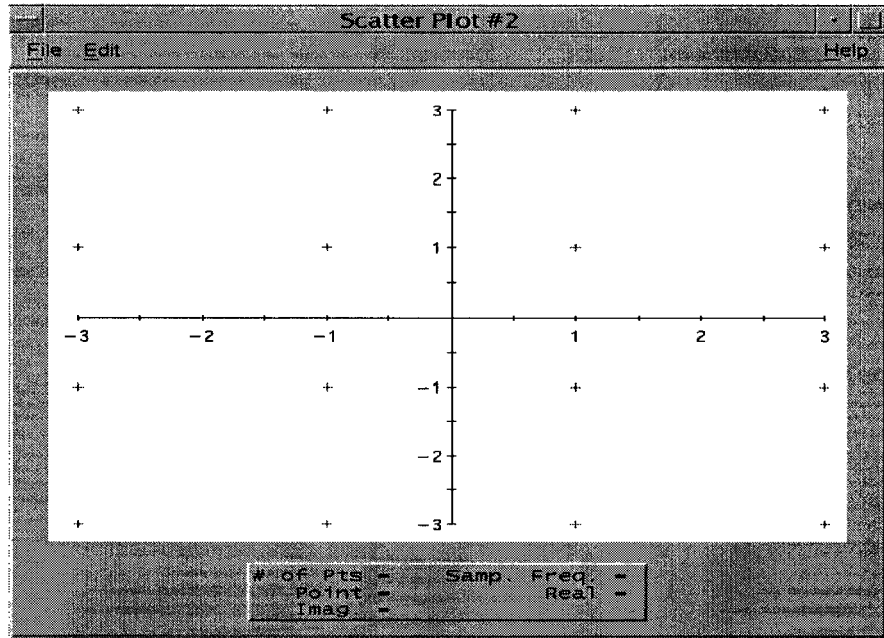


Figure 33 Signal 16 QAM à l'entrée du canal MIMO

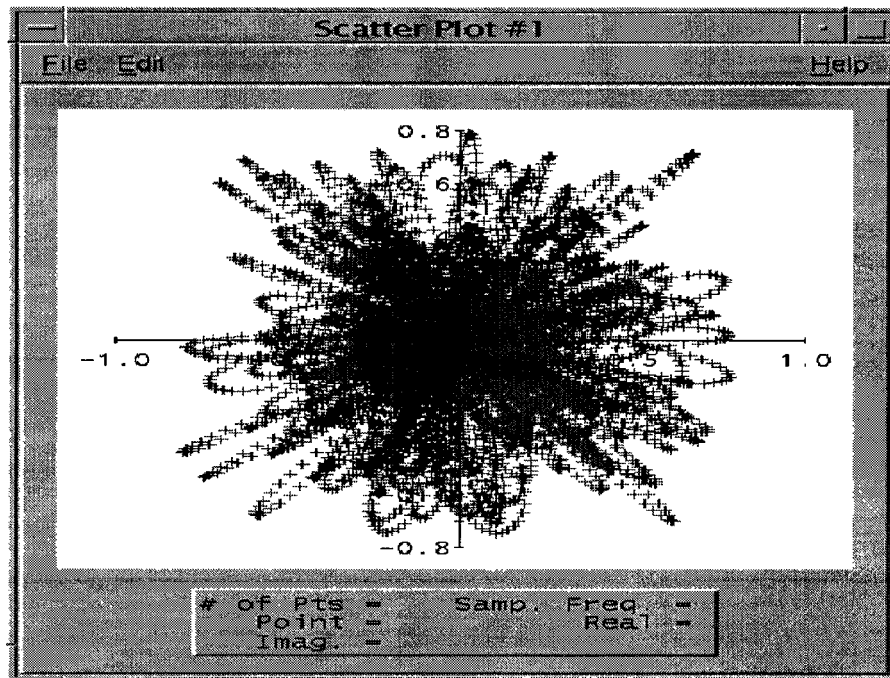


Figure 34 Signal à la sortie de canal

### 4.5.3 Implémentation du modèle METRAMIMO

Le deuxième modèle implémenté est le modèle à base de corrélation. Le canal MIMO est caractérisé par une matrice  $[H]$  qui décrit la connexion entre la station de base BS et la station mobile MS. Cette matrice est exprimée par [19] :

$$H(\tau) = \sum_{l=1}^L A_l \delta(\tau - \tau_l); \quad (4.2)$$

où  $A_l$  représente la matrice complexe du réplique  $l$ . Cette matrice décrit la transformation linéaire entre les deux réseaux d'antennes et elle est de la forme [19] :

$$A = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{(l)} & \alpha_{12}^{(l)} & \dots & \alpha_{1N}^{(l)} \\ \alpha_{21}^{(l)} & \alpha_{22}^{(l)} & \dots & \alpha_{2N}^{(l)} \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ \alpha_{M1}^{(l)} & \alpha_{M2}^{(l)} & \dots & \alpha_{MN}^{(l)} \end{bmatrix}_{MXN} \quad (4.3)$$

où  $\alpha_{nm}^{(l)}$  représente le coefficient de transmission complexe entre l'antenne  $n$  de la station mobile et l'antenne  $m$  de la station de base.

Ce modèle consiste à générer les éléments de la matrice  $A_l$  avec une certaine corrélation entre eux. Les paramètres nécessaires pour la simulation du modèle sont :

- 1) La forme du spectre de puissance de retard (PDS)
- 2) Les fonctions de corrélation spatiale de côté BS et de côté MS

Ces paramètres sont bien définis pour plusieurs types d'environnement. Donc, la première phase de simulation consiste à déterminer le type d'environnement à simuler puis, à déduire les paramètres associés à ce type d'environnement. Comme dans le

modèle “keyhole”, le symbole du modèle est créé en premier. Ce symbole est illustré à la figure 35.

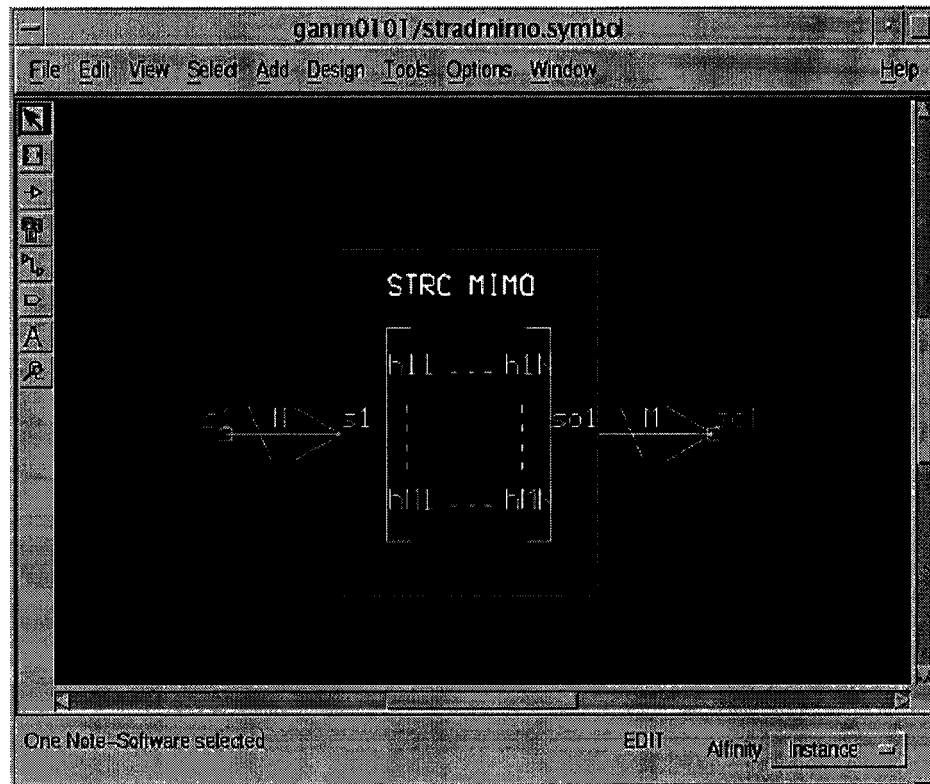


Figure 35 Symbole du modèle METRA\_MIMO

#### 4.5.4 Simulation du canal

Le schéma bloc de la simulation du canal est réalisé tel qu'indiqué à la figure 34. Les signaux à l'entrée sont des sources 16 QAM. La constellation de ces signaux est illustrée à la figure 36. Les distortions des signaux à la sortie du canal sont observées à la figure 37.

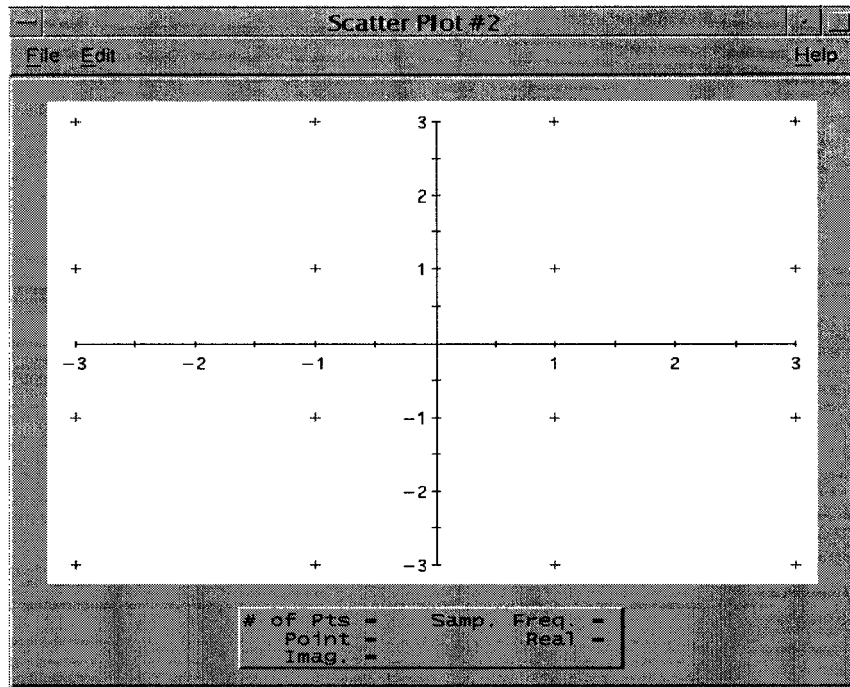


Figure 36 Signal 16 QAM à l'entrée du canal MIMO

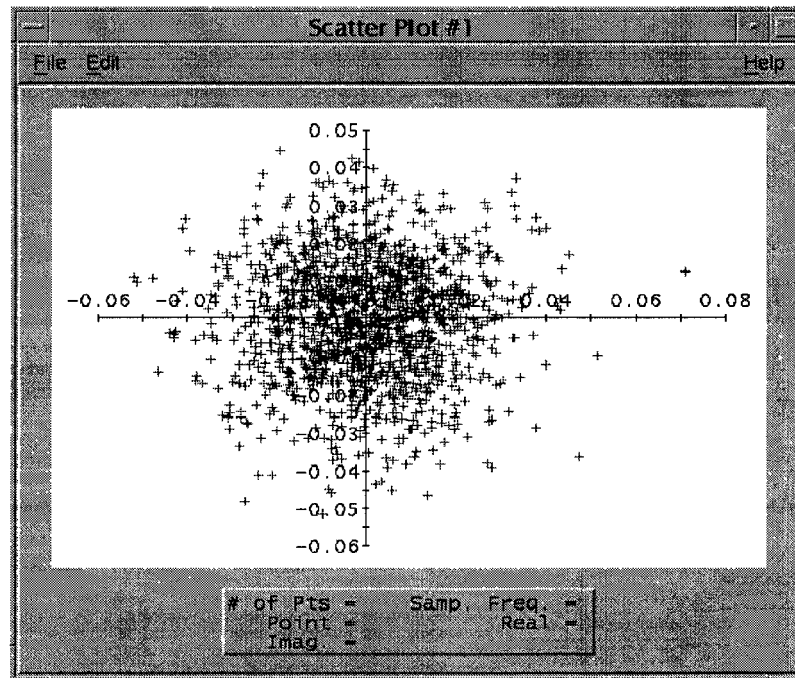


Figure 37 Signal à la sortie du canal METRA\_MIMO

#### 4.5.5 Effet de corrélation sur les performances de l'algorithme V-BLAST

En général, les modèles des canaux seuls ne servent pas à grande-chose mais ils s'avèrent des outils indispensables pour l'étude des systèmes de communication sans fils. Pour compléter le travail et valider les modèles implémentés, on doit simuler tout un système y compris les émetteurs et les récepteurs, comme nous l'indiquons dans le schéma bloc de la figure 38.

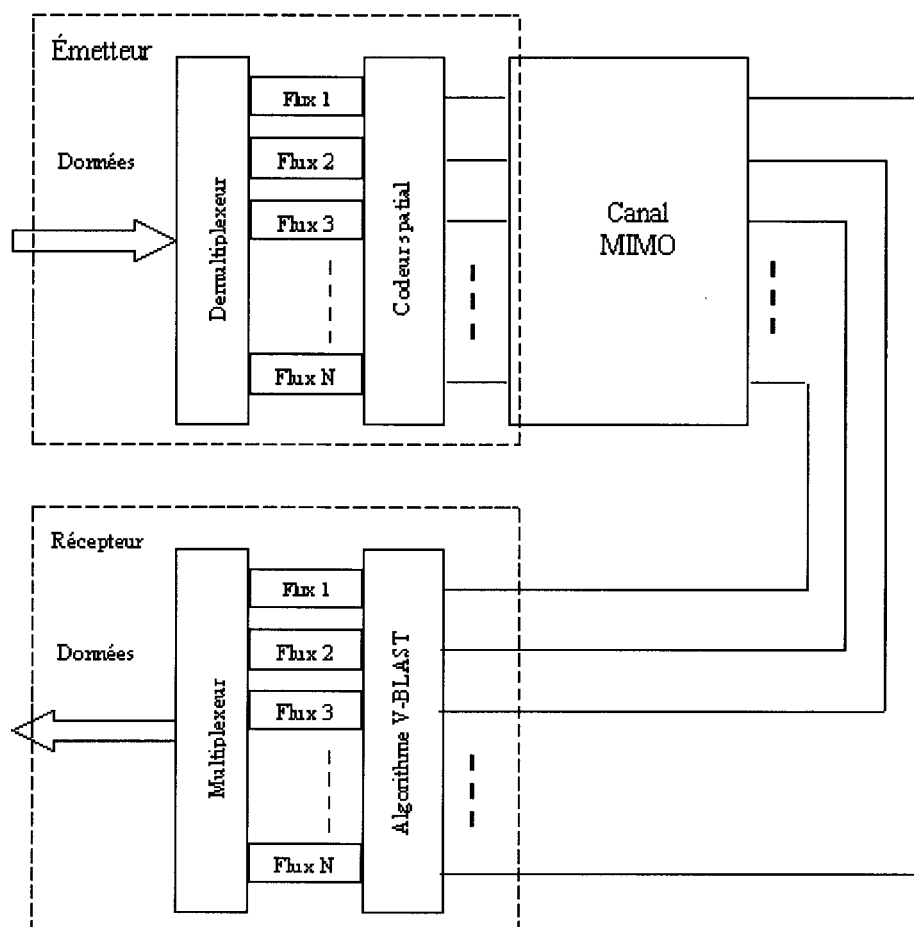


Figure 38 Schéma bloc d'un système MIMO



Pour les systèmes MIMO, les émetteurs doivent receler des algorithmes de codage spatio-temporel et les récepteurs doivent intégrer un algorithme de détection MIMO. Le codage spatio-temporel le plus utilisé et le plus connu est celui d'Alamouti [30]. Les algorithmes de détection des récepteurs MIMO sont divisés en deux catégories : les détections linéaires et les détections non linéaires. Parmi les algorithmes non linéaires on peut citer :

- Algorithme à maximum de vraisemblance
- Algorithme BLAST (D-BLAST, V-BLAST, T-BLAST) [31] [32]

Parmi les algorithmes linéaires on retrouve :

- Détecteur à inversion du canal (DIC)
- Détecteur à erreur quadratique moyenne minimale (Minimum Mean square Error : MMSE)

Les résultats de simulation de tout le système doivent ensuite être comparés avec des résultats publiés dans la littérature, afin de valider le modèle. Or, le logiciel SPW ne contient pas ces blocs. Des algorithmes de codage spatial et de détection doivent alors être implémentés. Chose qui n'est pas encore faite sur SPW. Une alternative à cette approche consiste à utiliser MATLAB pour simuler tout le système. Des algorithmes de détection MIMO ont été l'objet de travaux de recherche effectués au LACIME [33]. Dans ces travaux, les performances des différents algorithmes de détection des systèmes MIMO ont été évaluées pour un canal gaussien non corrélé. Il sera donc intéressant d'étudier un de ces algorithmes en fonction de la corrélation. Afin de comparer les résultats avec des travaux déjà faits, l'algorithme de détection V-BLAST est choisi. Comme exemple de simulation, nous avons considéré le cas d'un système MIMO de 2x2. Un vecteur de données aléatoires de dimension 2 est modulé en QPSK, puis transmis à travers les antennes émettrices. La transmission est réalisée par trame de

symboles de longueur 100. Le canal de transmission est un canal MIMO à base de corrélation à évanouissement non sélectif en fréquence, il est représenté par une matrice  $[H]$  de dimension  $2 \times 2$ . Les éléments complexes de cette matrice déterminent le gain entre chaque paire d'antennes. Le modèle de corrélation est uniforme. La corrélation des éléments de la matrice  $[H]$  est réalisée par la décomposition Cholesky de la matrice de corrélation. Cette matrice est le résultat du produit de Kronecker des deux matrices de corrélation TX et RX. Les performances de la détection non linéaire V-BLAST sont obtenues pour un nombre d'itérations  $N_{iter}=5000$ . Les symboles détectés à la sortie du récepteur sont comparés à ceux celle transmis afin de déterminer le taux d'erreur de symbole (Symbol Error Rate SER). Les résultats de performances sont présentés à la figure 39.

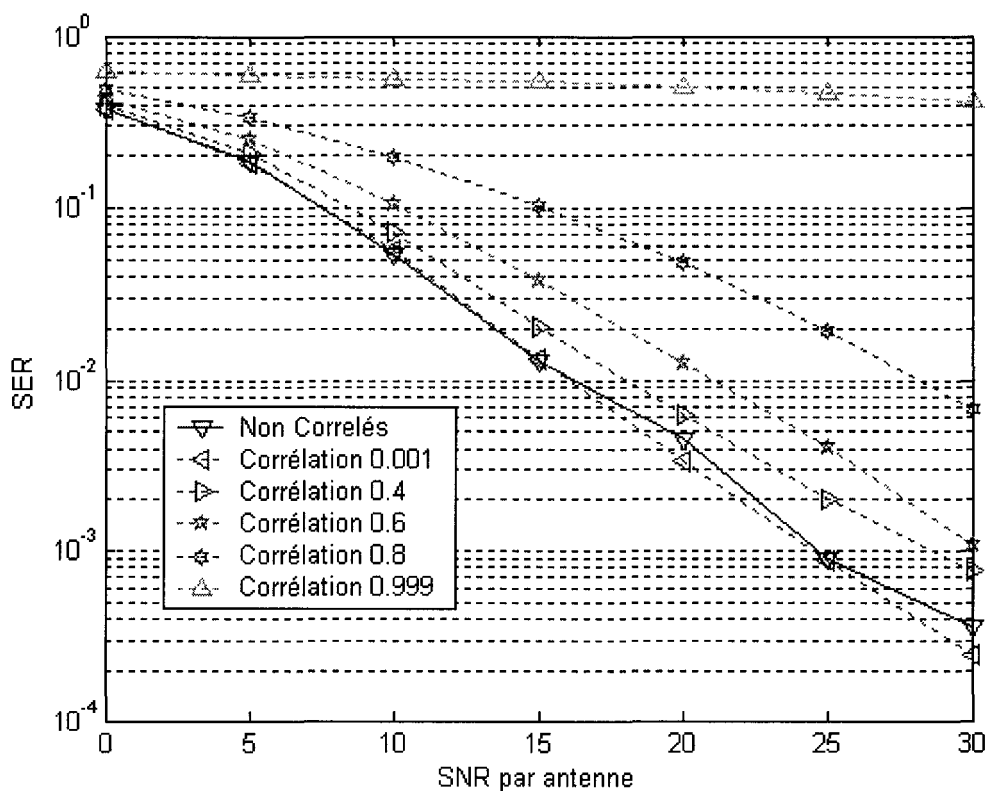


Figure 39 Performances des détections V-BLAST en fonction de la corrélation

Dans cette figure, la courbe correspondant à une corrélation nulle est identique à celle trouvée par plusieurs chercheurs [33], ce qui valide l'implémentation de l'algorithme V-BLAST. D'après ces résultats, nous pouvons remarquer que les performances de détection se dégradent considérablement en augmentant la corrélation entre les sous-canaux de système MIMO. En effet, pour une valeur fixe de  $SNR$ , disons  $SNR = 15 \text{ dB}$ , le SER, correspondant à une corrélation 0.8, est plus important que le SER correspondant à une corrélation 0.7. Pour une valeur fixe de corrélation, disons  $r = 0.4$ , le SER diminue en augmentant le rapport signal sur bruit (SNR). Pour la corrélation 0.999, on constate que le SER est presque constant et ne dépend pas de SNR. Ceci s'explique par le fait qu'avec une forte corrélation, l'algorithme de détection devient moins performant. D'où l'importance de l'effet de la corrélation sur les performances de l'algorithme de détection.

## CHAPITRE 5

### ESTIMATION PARTIELLE DU CANAL A BASE DES MESURES RF

#### 5.1 Introduction

Dans un système de communication sans fil, la performance du récepteur dépend en grande partie de la connaissance de l'état du canal. En connaissant le canal, le récepteur peut effectuer des opérations adéquates sur le signal reçu, pour déduire le signal transmis avec une certaine marge de probabilité d'erreur. Pour connaître l'état du canal, on utilise des séquences d'apprentissage connues à l'avance par le récepteur. Ces séquences permettent au récepteur d'estimer les coefficients du canal. La durée de ces séquences et leurs périodes de transmission dépendent des caractéristiques temporelles et fréquentielles du canal. Pour un canal à évanouissement rapide, la fréquence de transmission des séquences d'apprentissage doit être plus fréquente que celle d'un canal à évanouissement lent. Dans le cas d'un canal sélectif en fréquence, c'est la durée des séquences qui doit être plus longue que celle d'un canal non sélectif en fréquence. Les coefficients du canal estimés par le récepteur sont utilisés pour déduire le signal reçu ainsi que pour l'implémentation des algorithmes d'égalisation.

L'utilisation des séquences d'apprentissage a un coût sur l'efficacité spectrale du système et sur le temps de convergence au récepteur. Plus la durée des séquences est longue, moins bonne est l'efficacité spectrale.

Une alternative potentielle à cette approche d'utilisation des séquences d'apprentissage consiste à estimer le canal en élaborant des mesures RF à l'aide des composantes et des dispositifs RF. Ces mesures peuvent aussi être utiles pour adapter une technique de combinaison de gain dans le cas d'un système MIMO adaptatif. Parmi les techniques de combinaison de gain, on distingue la combinaison maximale des rapports (Maximum Ratio Combining MRC) [2]. Cette technique nécessite d'avoir de l'information sur la

puissance des signaux reçus sur chaque branche. Le but de cette technique est d'additionner les différentes branches avec des coefficients adéquats afin d'obtenir le maximum de rapport signal sur le bruit de sortie. D'où la nécessité de réaliser des mesures RF. Dans ce chapitre, nous présentons une approche de mesure permettant d'obtenir une estimation partielle du canal.

## 5.2 Décomposition de la matrice H du canal

Considérons le cas d'un système MIMO 2x2 comme le montre la figure 40 :

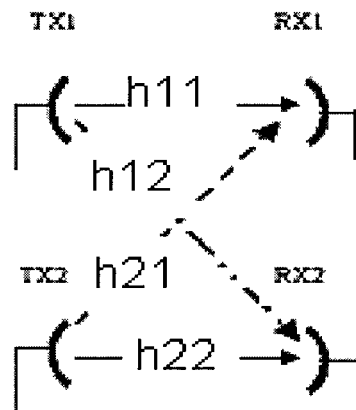


Figure 40 Système MIMO 2x2

pour ce système, la matrice de canal est exprimée par :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Cette matrice peut être écrite sous forme de multiplication de deux matrices : une matrice F, dont les éléments représentent une expression analytique des éléments de la

matrice originale [H] et, une autre matrice [G]. Les éléments de diagonale de la matrice [G] sont égaux à un et les autres éléments sont des rapports des éléments de la matrice originale [H]. Ces rapports sont obtenus en divisant chaque colonne par l'élément diagonal correspondant. Dans le cas d'un système MIMO 2x2, l'expression explicite de cette décomposition est comme suit :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$H = F * G \quad (5.3)$$

Avec

$$F = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \text{ et } G = \begin{bmatrix} 1 & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Les éléments de la matrice  $F$  auront les expressions suivantes :

$$f_{11} = h_{11} - h_{12}h_{21} \frac{h_{22} - h_{11}}{h_{11}h_{22} - h_{21}h_{12}} \quad (5.5)$$

$$f_{12} = h_{12}h_{11} \frac{h_{22} - h_{11}}{h_{11}h_{22} - h_{21}h_{12}} \quad (5.6)$$

$$f_{21} = h_{21} - \frac{h_{21}}{h_{22}} \cdot \frac{h_{22}^2 - h_{21}h_{12}}{h_{11} - h_{21}h_{12}} \quad (5.7)$$

$$f_{22} = \frac{h_{11}}{h_{22}} \cdot \frac{h_{22}^2 - h_{21}h_{12}}{h_{11} - h_{21}h_{12}} \quad (5.8)$$

Cette décomposition peut être généralisée pour le cas d'un système MIMO  $N \times N$  où la matrice du canal est exprimée par :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NN} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

cette matrice peut être décomposée en :

$$H = F^* \begin{bmatrix} 1 & \frac{h_{12}}{h_{22}} & \dots & \frac{h_{1N}}{h_{NN}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & 1 & \dots & \frac{h_{2N}}{h_{NN}} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \frac{h_{N1}}{h_{11}} & \frac{h_{N2}}{h_{22}} & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

L'important dans cette décomposition c'est que les éléments de la matrice G puissent être mesurés et, ainsi nous pourrions obtenir de l'information sur l'état du canal. Pour ce faire, il faut étudier le comportement de cette matrice en termes de corrélation et de capacité du canal, puis la comparer avec celle de la matrice originale [H].

### 5.3 Capacité de canal

Pour un canal matriciel avec un bruit blanc gaussien additif et lorsque le vecteur de signal transmis est constitué de composantes de puissance égales, chaque composante avec une distribution gaussienne, la capacité du canal est donnée par [7] :

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I + \frac{\rho}{n} H^* H^H \right) \right] \text{ bits/s/Hz} \quad (5.11)$$

où  $n$  est le nombre des antennes émettrices et réceptrices,  $\rho$  la moyenne du rapport signal sur bruit,  $I$  la matrice identité  $n \times n$ ,  $H$  représente la matrice normalisée du canal et considérée indépendante de la fréquence dans la bande du signal.  $()^H$  désigne le conjugué transpose de la matrice.

En utilisant cette équation et en introduisant la décomposition de  $[H]$  donnée par l'équation (5.3), la capacité du canal peut être écrite en termes de  $F$  et  $G$  comme :

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I + \frac{\rho}{n} F^* G^* G^H * F^H \right) \right] \text{ bits/s/Hz} \quad (5.12)$$

Dans cette équation, il est difficile de mesurer la matrice  $F$ . Cependant,  $G$  peut être facilement mesurable, sans complexité de calcul, dans le récepteur. Si on peut démontrer que la capacité du système original, basée sur  $[H]$  peut être estimée à partir de la mesure de capacité basée uniquement sur  $[G]$ , alors la mesure de  $[G]$  sera utile pour déterminer l'état du canal. Cette information pourrait être utilisée par la suite pour adopter la stratégie optimale du système émetteur récepteur, dans un contexte adaptatif. D'un autre côté, la connaissance de la matrice  $[G]$  réduira la complexité de la tâche du récepteur. Il est bien connu que la capacité du canal MIMO est limitée par plusieurs facteurs. Le plus important de ces facteurs est la corrélation entre les sous-canaux de la matrice du canal. Pour une matrice de canal complètement non corrélé, la capacité du système MIMO atteint son maximum et augmente linéairement par rapport au nombre d'antennes. Cette capacité diminue à cause de l'existence de corrélation entre les éléments de la matrice du canal. Dans le cas d'un canal aléatoire, la capacité est également aléatoire (statistique). La capacité moyenne ergodique est calculée par la formule [9] :



$$\langle C \rangle = \left\langle \log_2 \det \left[ \delta_{ij} + \frac{\rho}{n} r_{ij} \right] \right\rangle \quad (5.13)$$

Avec  $r_{ij}$  représentant les éléments de la matrice de corrélation du canal instantané et  $\delta_{ij}$  représentant la fonction delta.

Une baisse de capacité du canal est équivalente à une forte corrélation entre les différentes branches du système MIMO. Donc, si on peut estimer la capacité du canal, on peut déduire l'état de canal. Avec la décomposition de l'équation (5.2), les coefficients mesurables sont ceux de la matrice [G]. Donc, la question qui se pose est : est-ce que la dépendance de la matrice [G], en termes de corrélation, est la même que celle de la matrice [H] ? Pour répondre à cette question, nous procédons à une simulation de Monte-Carlo. Dans cette simulation, on génère la matrice du canal MIMO [H] puis on la décompose en deux matrices [F] et [G]. Pour chacune de ces matrices, on calcule par la suite la capacité par la formule (5.11).

#### 5.4 Simulation de canal MIMO

Pour montrer la relation entre la capacité de la matrice du canal [H] et celle de la matrice décomposée [G], nous procédons à la simulation de Monte-Carlo en deux étapes. La première étape consiste à générer une matrice [H], de dimensions  $n \times n$ , de variables aléatoires, gaussiennes, complexes, de variance un et de moyenne zéro. Les différents éléments de [H] sont indépendants et non corrélés à ce stade. Ensuite, un niveau de corrélation désirée est introduit dans la matrice [H]. Pour simplifier les simulations, les modèles de corrélation, uniforme et exponentiel [34] [9] [35], sont adoptés dans cette étude.

### 5.4.1 Modèle de corrélation uniforme

Ce modèle est caractérisé par deux matrices de corrélation. Une matrice de corrélation du côté Rx [ $R^R$ ] et une matrice de corrélation du côté Tx [ $R^T$ ]. Ces matrices sont définies par [35] :

$$R_{ij}^R = \begin{cases} r, & i \neq j \\ 1, & i = j \end{cases} \text{ et } R_{kl}^T = \begin{cases} 1-r, & k \neq l \\ 1, & k = l \end{cases} \quad (5.14)$$

où  $R_{ij}^R$  représente la matrice de corrélation de côté Rx entre les antennes de réception  $i$  et  $j$ .  $R_{kl}^T$  représente la matrice de corrélation du côté Tx entre les antennes d'émission  $k$  et  $l$ . Dans ce modèle,  $r = 0$  correspond à un scénario complètement non corrélé du côté Rx et fortement corrélé du côté Tx, tandis que  $r = 1$  correspond à un scénario complètement corrélé du côté Rx et non corrélé du côté Tx. La matrice de corrélation du canal MIMO est obtenue par un produit de kronecker [22] :

$$R_{MIMO} = R_{ij}^R \otimes R_{kl}^T \quad (5.15)$$

### 5.4.2 Modèle de corrélation exponentielle

Ce modèle est exprimé par [9] :

$$r_{ij} = \begin{cases} r^{j-i}, & i \leq j \\ r_{ji}^*, & i > j \end{cases} \quad (5.16)$$

Ces modèles peuvent être imprécis pour des scénarios réels, mais ce sont des modèles simples, qui permettent d'étudier les effets de corrélation sur la capacité du canal MIMO.

### 5.4.3 Corrélation des éléments de la matrice originale $H$

La corrélation des éléments de la matrice originale  $[H]$  est effectuée à l'aide de la décomposition de Cholesky de la matrice de corrélation  $R_{MIMO}$ . La décomposition de Cholesky d'une matrice est une généralisation de la fonction racine carrée, appliquée aux matrices. La décomposition de Cholesky de la matrice de corrélation  $R_{MIMO}$  consiste à trouver une matrice  $L$  telle que [36] :

$$R_{MIMO} = LL^T \quad (5.17)$$

Pour corréler deux vecteurs de variables aléatoires  $w_1$  et  $w_2$  avec une matrice de corrélation  $R_{xx}$ , nous formons le vecteur  $w$  de la façon suivante [37] :

$$w = [w_1 w_2]^T \quad (5.18)$$

La corrélation de cette matrice  $w$  est une matrice identité et elle est définie par [37] :

$$R_{ww} = E\{ww^H\} = I_2 \quad (5.19)$$

La matrice obtenue  $w$  est ensuite multipliée par la matrice  $L$  pour former la matrice  $x$  [37] :

$$x = Lw \quad (5.20)$$

La corrélation de cette matrice  $x$  est alors définie par [38] :

$$E\{xx^H\} = E\{Lww^H L\} = LL^H = R_{xx} \quad (5.21)$$

Ainsi, nous obtenons des éléments corrélés avec une corrélation  $R_{xx}$ . Cette méthode peut être appliquée pour une matrice  $N \times N$ .

### 5.5 Résultats de simulation

La procédure de décomposition et de corrélation a été étudiée pour plusieurs systèmes MIMO de dimension  $N \times N$ ,  $N=1, \dots, 10$ . Le modèle de corrélation utilisé est le modèle uniforme. Les résultats de simulation pour un niveau de rapport signal sur bruit SNR = 30 dB, sont donnés dans les figures 39 et 40. La courbe de la capacité de la matrice  $[H]$ , correspondant à  $N = 10$ , est identique à celle trouvée par plusieurs chercheurs [35] [9] [34], ce qui valide les simulations.

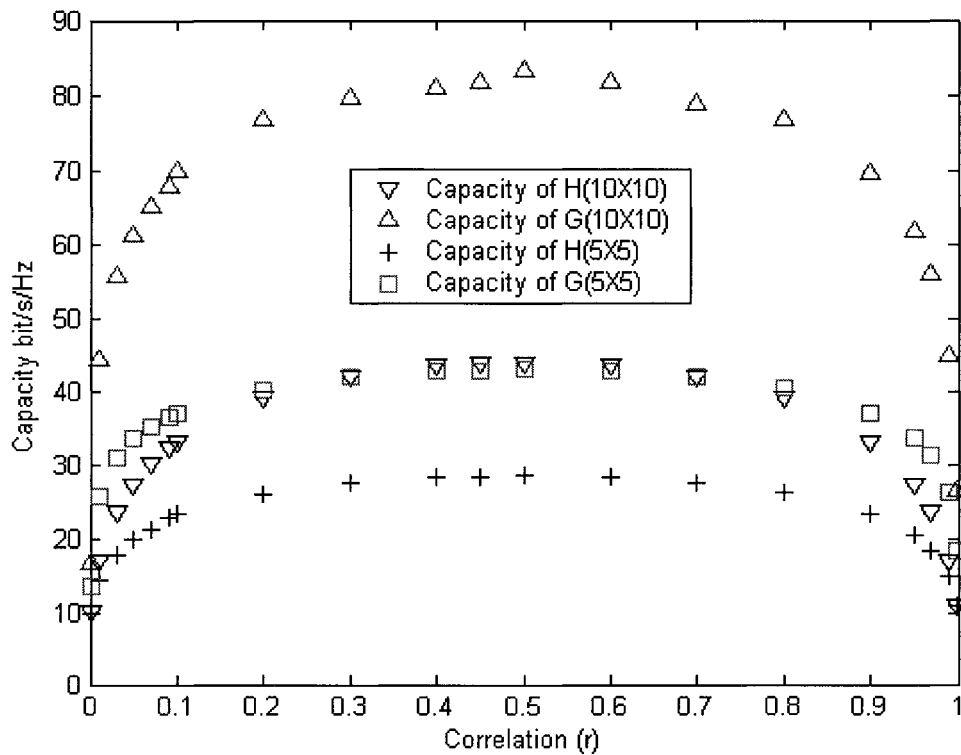


Figure 41 Capacité de système MIMO,  $N = 10, 5$  et  $\rho = 30$  dB.

D'après les courbes des figures 41 et 42, nous constatons que la capacité de la matrice  $[G]$  dépend aussi de la corrélation. En effet, dans les zones de forte corrélation ( $r = 0.01$  et  $r = 0.99$ ), la capacité de  $[G]$  chute considérablement de la même manière que la capacité de  $[H]$ . Donc, en connaissant le comportement de la capacité de  $[G]$ , on peut obtenir une estimation partielle sur le degré de corrélation du canal. Cette information sur l'état de canal peut être utilisée par le récepteur pour changer ces algorithmes de traitement et de détection. De plus, au lieu de calculer tous les éléments de la matrice  $[H]$ , le récepteur peut se contenter uniquement de la mesure des éléments diagonaux, car les éléments non diagonaux sont déjà mesurés, ce qui réduit considérablement la charge de calcul dans le récepteur. Dans un contexte de connaissance du canal du côté émetteur, les mesures effectuées par le récepteur peuvent être retransmises vers l'émetteur pour changer la modulation ou la puissance des signaux. Ces adaptations de modulation et de puissance sont nécessaires pour concevoir des systèmes MIMO adaptatifs.

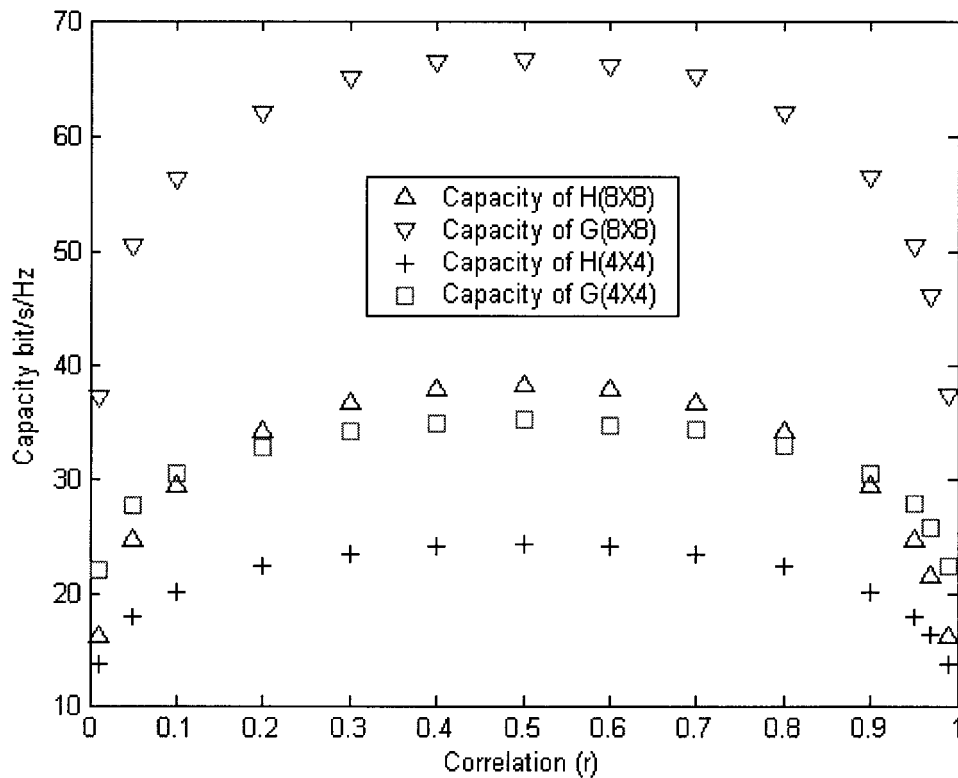


Figure 42 Capacité de système MIMO,  $N = 8, 4$  et  $\rho = 30$  dB

La différence considérable entre la capacité de [G] et celle de [H] s'explique par le fait que la formule utilisée, pour calculer la capacité de la matrice [G], exclut les termes diagonaux de la matrice [H]. Ceci est équivalent à remplacer la valeur du rapport signal sur bruit, SNR, par une autre valeur qui tient compte de ces termes. Pour un système MIMO 2x2, le développement de l'équation (5.11), pour calculer la capacité basée sur [H], nous donne l'expression suivante :

$$C_H = \log_2(X) \quad (5.22)$$

$$X = \left[ 1 + \frac{\rho}{N} (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2) \right] \left[ 1 + \frac{\rho}{N} (|h_{12}|^2 + |h_{22}|^2) \right] - \left[ \left( \frac{\rho}{N} \right)^2 |h_{12}h_{11}^* + h_{22}h_{21}^*|^2 \right] \quad (5.23)$$

Pour la capacité [G], cette expression devient :

$$C_G = \log_2(Y) \quad (5.24)$$

$$Y = \left[ 1 + \frac{\rho}{N} \left( 1 + \frac{|h_{21}|^2}{|h_{11}|^2} \right) \right] \left[ 1 + \frac{\rho}{N} \left( 1 + \frac{|h_{12}|^2}{|h_{22}|^2} \right) \right] - \left( \frac{\rho}{N} \right)^2 \left[ \left( \frac{h_{12}}{h_{22}} \right)^* + \left( \frac{h_{21}}{h_{11}} \right) \right]^2 \quad (5.25)$$

D'après les équations (5.23) et (5.25), on remarque que la capacité de [G] peut être égale à celle de [H] en introduisons les expressions suivantes dans l'équation de  $C_H$ :

$$\rho' = \rho |h_{11}|^2 \quad (5.26)$$

$$\rho'' = \rho |h_{22}|^2 \quad (5.27)$$

$$\alpha = h_{22}h_{11} \quad (5.28)$$

$$\beta = h_{22}^*h_{11} \quad (5.29)$$

Ce qui donne :

$$C_H = \log_2(Z) \quad (5.30)$$

$$Z = \left[ 1 + \frac{\rho'}{N} \left( 1 + \left| \frac{h_{21}}{h_{11}} \right|^2 \right) \right] \left[ 1 + \frac{\rho''}{N} \left( 1 + \left| \frac{h_{12}}{h_{22}} \right|^2 \right) \right] - \left( \frac{\rho}{N} \right)^2 \left[ \alpha \left( \frac{h_{12}}{h_{22}} \right)^* + \beta \left( \frac{h_{21}}{h_{11}} \right)^2 \right] \quad (5.31)$$

L'équation (5.31) est identique à l'équation (5.25), on remplaçant les équations de transformation (5.26)-(5.29). On remarque que toutes les équations de transformation dépendent uniquement des éléments diagonaux de la matrice [H].

## 5.6 Mesure de l'amplitude et de la phase relative du signal RF

Afin d'en arriver à une estimation partielle du canal, une mesure de l'amplitude et de la phase relative des signaux RF doit être effectuée. Dans le cas d'un système MIMO 2x2, le principe de mesure des rapports des signaux est illustré à la figure 43.

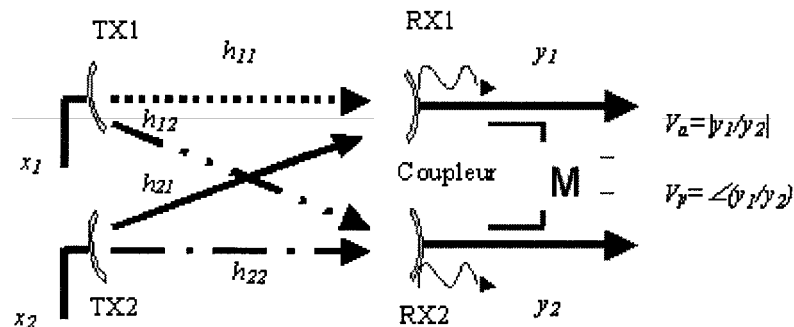


Figure 43 Principe de mesure des rapports des signaux

Les signaux reçus des deux branches ( $y_1$  et  $y_2$ ) sont exprimés par :

$$y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 \quad (5.32)$$

$$y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 \quad (5.33)$$

où  $h_{ij}$  représente le coefficient de transfert entre l'antenne de l'émetteur  $j$  et l'antenne du récepteur  $i$  et  $x_1$  et  $x_2$  sont les signaux transmis respectivement par les émetteurs  $Tx1$  et  $Tx2$ . Le rapport des signaux  $y_1$  et  $y_2$  est alors exprimé par :

$$\frac{y_2}{y_1} = \frac{h_{21}x_1 + h_{22}x_2}{h_{11}x_1 + h_{12}x_2} \quad (5.34)$$

Pour déterminer les éléments de la matrice  $[G]$ , un codage spatio-temporel doit être appliqué. Le codage le plus simple consiste à envoyer, à un instant donné  $t_1$ ,  $x_1=1$  et  $x_2=0$  et,  $x_1=0$  et  $x_2=1$  à un autre instant  $t_2$ . Dans ce cas, à l'instant  $t_1$ , nous mesurons le rapport  $h_{21}/h_{11}$  et, le rapport  $h_{12}/h_{22}$  à l'instant  $t_2$ . Pour un système MIMO  $N \times N$ , la mesure des rapports des éléments colonnes par les éléments diagonaux nécessite l'utilisation d'un réseau de commutation. Ce réseau permet de commuter le signal référence pour chaque mesure, c'est-à-dire que pour mesurer les rapports de la deuxième colonne, il faut prendre comme référence la deuxième branche ( $h_{22}$ ) du système et pour mesurer les rapports de la troisième colonne il faut prendre comme référence la troisième branche ( $h_{33}$ ).

L'autre codage spatio-temporel, utilisé dans plusieurs systèmes à antennes multiples pour augmenter le gain en diversité spatiale et, permettant d'exploiter la diversité offerte par les antennes d'émission, c'est celui d'Alamouti [30]. Dans ce code, les signaux  $x_1$  et  $x_2$  sont transformés en une matrice  $2 \times 2$ . Dans la première colonne on trouve les signaux  $x_1$  et  $x_2$ , alors que dans la deuxième on trouve les conjugués de  $x_1$  et  $x_2$ . Chaque colonne représente un instant de temps bien déterminé. Cette matrice a donc la forme suivante [30] :



$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Dans sa forme originale, le code d'Alamouti ne peut être appliqué directement pour déterminer les éléments de la matrice [G], mais le concept de ce code semble être important pour une étude approfondie sur ce code, afin de l'appliquer dans ce cas de mesure.

L'utilisation de ces codes permet de déterminer les coefficients de la matrice [G], mais ils n'améliorent pas l'efficacité spectrale du système, car dans le premier cas, à un instant donné, on envoie pas de signal et dans le deuxième cas on envoie le conjugué du même signal. Des études de recherches approfondies sur les codages spatio-temporels peuvent être envisagées, afin d'utiliser un code permettant d'améliorer l'efficacité spectrale et de déterminer les éléments de la matrice [G].

La mesure du rapport des deux signaux peut être effectuée par deux méthodes. La première méthode consiste à utiliser une jonction à six ports. Cette méthode a été proposée par [39]. Cette méthode est déjà utilisée dans la conception des réseaux antennes à contrôle de phase et d'amplitude. Dans ce type d'application, la jonction à six ports est utilisée comme un voltmètre vectoriel et elle est placée entre deux éléments d'antennes rayonnantes. Ce placement permet de mesurer la phase et l'amplitude relative entre les deux signaux de chaque branche et de gérer le diagramme de rayonnement. Signalons que cette jonction utilise des wattmètres scalaires dans la bande de fréquence RF pour mesurer le rapport complexe. Les mesures peuvent être très précises. La figure 44 montre la topologie de la jonction six ports [39].

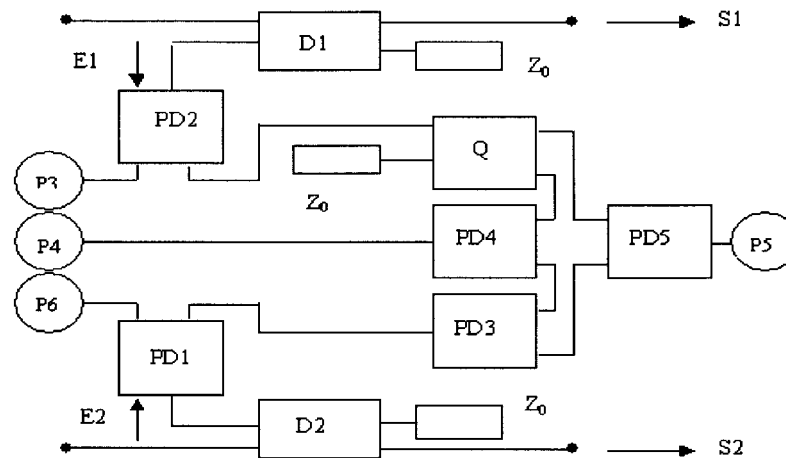


Figure 44 Topologie d'une jonction à six ports

Bien que la jonction à six ports puisse être très précise, elle présente un inconvénient : le calibrage demande un effort considérable. Une alternative à cette méthode consiste à utiliser un circuit intégré commercial opérant dans la bande de fréquence micro ondes. Le circuit en question est le AD8302 conçu par Analog Device [40]. Ce circuit contient une paire bien adaptée d'amplificateurs logarithmiques de démodulation. Chacun possède une plage de gain de mesure de 60 dB. En prenant la différence des sorties des ces amplificateurs, nous pouvons obtenir une mesure du rapport d'amplitude, c'est-à-dire le module de gain, entre les deux signaux d'entrée. Le AD8302 contient également un détecteur de type multiplicateur, mais avec une balance de phase précise, guidée par les signaux entièrement limités apparaissant à la sortie des deux amplificateurs logarithmiques. Ainsi, la précision de mesure de phase est indépendante du niveau du signal dans une large plage de valeurs. Notons que le AD8302 fournit deux tensions de sorties proportionnelles au gain et à la différence de phase entre les deux branches mesurées. La figure 45 montre le schéma fonctionnel du circuit AD8302 [40].

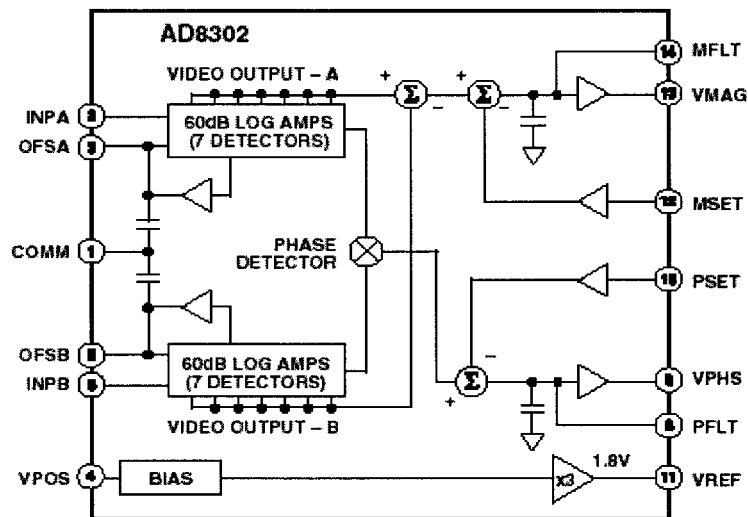


Figure 45 Diagramme des blocs fonctionnels du circuit AD8302

L'interfaçage et l'implémentation du circuit AD8302 dans un récepteur MIMO peuvent être réalisés de la façon illustrée par la figure 46 où les mesures des rapports de gain et de phase sont transmises à l'entrée du récepteur MIMO.

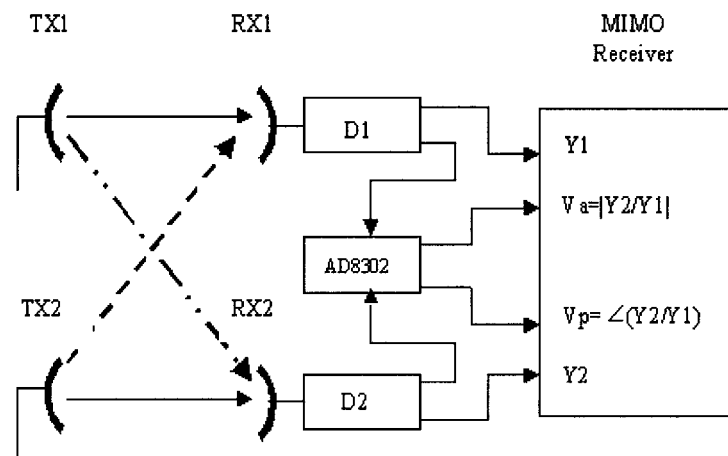


Figure 46 Implémentation du circuit AD8302 dans le récepteur

## 5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la possibilité de référer la capacité et la corrélation d'un canal MIMO en nous basant sur des mesures RF intégrées à l'entrée du récepteur. Nous avons montré qu'une décomposition appropriée de la matrice du canal  $[H]$  mène à l'apparition d'une matrice  $[G]$  possédant des éléments mesurables. Cette matrice peut aider à obtenir une estimation partielle de l'état du canal. Nous avons trouvé que la capacité calculée, basée sur  $[G]$  suit la même dépendance de corrélation que celle calculée à partir de  $[H]$  avec une différence quasi constante. Ces mesures peuvent être utilisées pour adapter les algorithmes de traitement du récepteur à l'environnement de propagation. La charge de calcul au récepteur peut être également réduite en calculant uniquement les éléments diagonaux de la matrice  $[H]$  du canal. Dans le cas d'un système MIMO adaptatif, les mesures effectuées au récepteur peuvent être retransmises à l'émetteur. Ce dernier utilisera cette information pour avoir une estimation partielle du canal et pour adapter les paramètres de transmission à l'environnement de propagation.

## CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Ce mémoire porte sur l'étude et l'analyse des modèles des canaux MIMO en vue d'étudier les effets des caractéristiques spatio-temporelles sur les performances des systèmes de communication MIMO.

Le premier volet du travail a consisté à étudier les différents modèles publiés récemment dans la littérature. Différents types de modèles ont été présentés : les modèles stochastiques et déterministes. La pertinence d'un modèle MIMO de canal MIMO dépend de sa capacité à traduire le degré de corrélation dans le canal. Les modèles "keyhole" et METRA ont été implémentés sur le logiciel SPW afin de faciliter l'étude et la conception des systèmes MIMO. L'effet de la corrélation spatiale sur les performances d'un système MIMO 2x2 avec un algorithme V-BLAST a été présenté. Pour ce faire, des résultats de simulation sur MATLAB ont été donnés. Les résultats ont montré que les performances (SER : Symbol Error Rate) d'un système MIMO 2x2 se dégradent considérablement avec la corrélation.

Dans le deuxième volet du travail, une nouvelle approche d'estimation partielle de canal MIMO a été proposée. Cette approche permet de réduire l'effort de calcul dans le récepteur pour estimer l'état du canal. L'idée consiste à décomposer la matrice originale du canal  $[H]$  en deux matrices  $[F]$  et  $[G]$ , de façon à obtenir une matrice dont les éléments sont des rapports mesurables des signaux reçus sur les différentes branches. En se basant sur cette décomposition des matrices, la capacité du canal a été analysée. Par des simulations Monte-Carlo, il a été démontré que la capacité calculée à partir de la matrice  $[G]$  possède la même dépendance, en fonction de corrélation, que celle de la matrice  $[H]$ .

À la suite du travail décrit dans ce mémoire, des axes de recherches pourront faire l'objet de projets futurs comme l'étude des codes spatio-temporels pour faciliter les

mesures des rapports des signaux. Une exploration de la relation entre la capacité basée sur [G] et la capacité basée sur [H] peut également être envisagée.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Rappaport, T. S. (1999). *Wireless communications principles and practice* (Repr. with corrections ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall.
- [2] Durgin, G. D. (2003). *Space-time wireless channels*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
- [3] Molisch, A. F. (2001). *Wideband wireless digital communications*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall PTR.
- [4] Jakes, W. C. (1994). *Microwave mobile communications*. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- [5] Jakes, W. C. (1974). *Microwave mobile communications*. New York, N.Y.: J. Wiley and Sons.
- [6] Cavers, J. K. (2000). *Mobile channel characteristics*. Boston, Mass.: Kluwer Academic.
- [7] Foschini, G. J., & GANS, M. J. (1998). On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. *Wireless Personal Communications*, 6, 331-335.
- [8] Chizhik, D., Foschini, G. J., & Valenzuela, R. A. (2000). Capacities of multi-element transmit and receive antennas: Correlations and keyholes. *Electronics Letters*, 36(13), 1099-1100.
- [9] Loyka, S. L. (2001). Channel capacity of MIMO architecture using the exponential correlation matrix. *Communications Letters, IEEE*, 5(9), 369-371.
- [10] Salz, J., & Winters, J. H. (1994). Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 43(4), 1049-1057.
- [11] Fuhl, J., Molisch, A. F., & Bonek, E. (1998). Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas. *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings -*, 145(1), 32-41.
- [12] Laurila, J., Molisch, A. F., & Bonek, E. (1998). *Influence of the scatterer distribution on power delay profiles and azimuthal power spectra of mobile radio channels*. Paper presented at the Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998. Proceedings., 1998 IEEE 5th International Symposium on.

- [13] Tsai, J.-A. (2002). Combined Space Time Diversity and Interference Cancellation for MIMO WIREless Systems.
- [14] Naguib, A. F. (1996). *Adaptative Antenna for CDMA Wireless Network*.
- [15] Steinbauer, M., Molisch, A. F., & Bonek, E. (2001). The double-directional radio channel. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE, 43(4)*, 51-63.
- [16] Gesbert, D., Bolcskei, H., Gore, D., & Paulraj, A. (2000). *MIMO wireless channels: capacity and performance prediction*. Paper presented at the Global Telecommunications Conference, 2000. GLOBECOM '00. IEEE.
- [17] Almers, P., Tufvesson, F., & Molisch, A. F. (2003). *Keyhole effects in MIMO wireless channels - measurements and theory*. Paper presented at the Global Telecommunications Conference, 2003. GLOBECOM '03. IEEE.
- [18] Richter, J., Al-Nuaimi, M., & Ivrisimtzis, L. (2001). *Base station antenna design optimisation based on UTD ray-tracing models utilising radio site topographical data*. Paper presented at the Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 480).
- [19] Kermaol, J. P., Schumacher, L., Pedersen, K. I., Mogensen, P. E., & Frederiksen, F. (2002). A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, 20(6)*, 1211-1226.
- [20] Fonollosa, J. R., Gaspa, R., Mestre, X., Pages, A., Heikkila, M., Kermaol, J. P., et al. (2002). The IST METRA project. *Communications Magazine, IEEE, 40(7)*, 78-86.
- [21] Kermaol, J. P., Schumacher, L., Mogensen, P. E., & Pedersen, K. I. (2000). *Experimental investigation of correlation properties of MIMO radio channels for indoor picocell scenarios*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000. 52nd.
- [22] Hottinen, A., Tirkkonen, O., & Wichman, R. (2003). *Multi-antenna transceiver techniques for 3G and beyond*. West Sussex, England ; Hoboken, NJ: J. Wiley.
- [23] Pedersen, K. I., Andersen, J. B., Kermaol, J. P., & Mogensen, P. (2000). *A stochastic multiple-input-multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000. 52nd.
- [24] Molisch, A. F. (2002). *A generic model for MIMO wireless propagation channels*. Paper presented at the Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on.



- [25] Molisch, A. F. (2004). A Generic Model for MIMO Wireless Propagation Channels in Macro- and Microcells. *Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on]*, 52(1), 61-71.
- [26] Molisch, A. F. (2002). *A channel model for MIMO systems in macro- and microcellular environments*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th.
- [27] Stege, M., Jelitto, J., Bronzel, M., & Fettweis, G. (2000). *A multiple input-multiple output channel model for simulation of Tx- and Rx-diversity wireless systems*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000. 52nd.
- [28] Stege, M., Jelitto, J., Lohse, N., Bronzel, M., & Fettweis, G. (1999). *A stochastic vector channel model-implementation and verification*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th.
- [29] Baum, D. S. (2001). Simulating the SUI Channel Models.
- [30] Alamouti, S. M. (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 16(8), 1451-1458.
- [31] Wolniansky, P. W., Foschini, G. J., Golden, G. D., & Valenzuela, R. A. (1998). *V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel*. Paper presented at the Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on.
- [32] Foschini, G. J., Golden, G. D., Valenzuela, R. A., & Wolniansky, P. W. (1999). Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 17(11), 1841-1852.
- [33] Rezki, Z. (2003). *Étude et optimisation des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO*. École de technologie supérieure, Montréal.
- [34] Loyka, S., & Kouki, A. (2001). *The impact of correlation on multi-antenna system performance: correlation matrix approach*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th.
- [35] Loyka, S., & Tsoulos, G. (2002). Estimating MIMO system performance using the correlation matrix approach. *Communications Letters, IEEE*, 6(1), 19-21.

- [36] Young, D. J., & Beaulieu, N. C. (2000). The generation of correlated Rayleigh random variates by inverse discrete Fourier transform. *Communications, IEEE Transactions on*, 48(7), 1114-1127.
- [37] Ertel, R. B., & Reed, J. H. (1998). Generation of two equal power correlated Rayleigh fading envelopes. *Communications Letters, IEEE*, 2(10), 276-278.
- [38] Verdin, D., & Tozer, T. C. (1993). Generating a fading process for the simulation of land-mobile radio communications. *Electronics Letters*, 29(23), 2011-2012.
- [39] Cassivi, Y., Ghannouchi, F. M., & Bosisio, R. G. (1992). *Six-port junctions in a phased array antenna for accurate beamsteering*. Paper presented at the Antennas and Propagation Society International Symposium, 1992. AP-S. 1992 Digest. Held in Conjunction with: URSI Radio Science Meeting and Nuclear EMP Meeting., IEEE.
- [40] AnalogDevices. (2002). LF-2.7 GHz RF/IF Gain and Phase Detector AD8302.