



N° d'ordre :
N° de série :

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED
INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE
Département D'électronique

Mémoire de fin d'études présenté
Pour l'obtention du diplôme de

Master ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et techniques
Filière : Electronique
Spécialité : Télécommunications

Présenté par : BOUANANE Nora

Codage OSTBC pour un système MIMO

Soutenu le 28 Juin 2012

Devant le jury composé de :

M. CHEMSA Ali
M. BENMAHMOUD Slimane
M. MEFTAH EL-hadi
M. KHELIL Abdellattif

MAA
MAB
MAB
MAB

Président
Examineur
Rapporteur
Directeur du mémoire

Table des matières

Remerciements

Dédicace

Table des matières.....	i
Liste des figures.....	v
Liste des tableaux.....	vii
Abréviations et acronymes.....	viii
Introduction générale.....	1

Chapitre 01 : Canal radio mobile

1.1	Introduction.....	3
1.2	Les différents canaux de transmission.....	3
1.2.1	Les canaux stationnaires.....	3
1.2.2	Les canaux non stationnaires	4
1.3	Propagation à trajets multiples.....	7
1.3.1	Différent phénomènes physique	8
1.3.1.1	Réflexion	8
1.3.1.2	Réfraction.....	9
1.3.1.3	Diffusion	9
1.3.1.4	Diffraction.....	9
1.4	Canal à évanouissements.....	10
1.4.1	Type des évanouissements.....	10
1.4.1.1	Évanouissements temporels.....	10
1.4.1.2	Évanouissements fréquentiels.....	11
1.4.1.3	Évanouissements spatiaux.....	12
1.5	La cohérence.....	14
1.6	Les paramètre de canal	14

1.7	Sélectivité de canal.....	18
1.7.1	Sélectif en fréquence.....	18
1.7.2	Sélectif en temps	19
1.8	Conclusion.....	20
Chapitre 02 : Système multi antennes		
2.1	Introduction	21
2.2	Présentation du système MIMO	21
2.2.1	Canal SISO.....	21
2.2.2	Canal SIMO.....	23
2.2.3	Canal MISO.....	24
2.2.4	Canal MIMO.....	25
2.2.4.1	Décomposition en valeurs singulières (SVD)	27
2.2.4.2	Capacité de Shannon (ergodique).....	28
2.2.4.3	Capacité de coupure (complémentaire).....	31
2.2.2.4	Avantages du MIMO.....	31
2.3	Les techniques de système MIMO.....	31
2.3.1	Le multiplexage spatial MIMO.....	31
2.3.2	La diversité spatiale MIMO.....	33
2.3.3	MIMO beamforming	34
2.4	La diversité sur MIMO	34
2.4.1	Types de la diversité.....	35
2.4.1.1	Diversité temporel	35
2.4.1.2	Diversité fréquentielle.....	36
2.4.1.3	Diversité en espace.....	36
2.4.1.4	Diversité de polarisation.....	36
2.5	Conclusion	37
Chapitre 03 : codage espace temps en blocs		

3.1	Introduction	37
3.2	Pourquoi un codage spatio-temporel ?.....	37
3.3	Généralité sur le codage spatio-temporel.....	38
3.4	Les caractéristiques de code spatio-temporel.....	39
3.5	Rappel sur la modulation.....	40
3.5.1	Modulation PSK.....	40
3.5.2	Modulation QAM.....	41
3.6	Codage espace temps en bloc STBC.....	41
3.6.1	Algorithme de Codage STBC.....	41
3.7	Décodage ML pour STBC	42
3.8	Codes STBC Orthogonaux OSTBC.....	42
3.8.1	C'est quoi l'orthogonalité ?.....	44
3.8.2	Code d'Alamouti (2×1).....	43
3.8.3	Code d'Alamouti (2×2)	47
3.8.4	Alamouti avec N_R élevée.....	48
3.8.5	Code de Tarokh.....	49
3.9	Code OSTBC dans le cas réel et complexe.....	49
3.9.1	Cas de code réel	49
3.9.2	Cas de code complexe.....	52
3.9.2.1	Algorithme de décodage pour G_3	53
3.9.2.2	Algorithme de décodage pour G_4	55
3.9.2.3	Algorithme de décodage pour H_3	58
3.9.2.4	Algorithme de décodage pour H_4	59
3.10	Conclusion	60

Chapitre 04: simulation et résultats

4.1	Introduction.....	61
4.2	Simulation.....	61
4.3	Les étapes de simulation.....	61

4.4 résultats de Simulations 62

4.5 Conclusion..... 72

Conclusion générale..... 74

Annexe A..... A

Références bibliographiques

Abstract

Résumé (Fr, Ar)

Liste des figures

Figure	Titre des figures	Page
Figure 1.1	: présentation canal AWGN	4
Figure 1.2	: Propagation canal de Rice ou LOS	5
Figure 1.3	: Propagation de canal du Rayleigh ou NLOS	6
Figure 1.4	: Exemple signal a la propagation NLOS	7
Figure 1.5	: Schéma d'une caractéristique de canal radio mobile	8
Figure 1.6	: Principe de la réflexion	8
Figure 1.7	: Phénomène de diffusion	9
Figure 1.8	: Évanouissement lent et rapide	11
Figure 1.9	: différent type d'évanouissement	12
Figure 1.10	: Un exemple d'une cohérence temporelle entre t_1 et t_2	14
Figure 1.11	: Présentation la bande de cohérence B_c	15
Figure 1.12	: Effet doppler	17
Figure 1.13	: spectre doppler	17
Figure 1.14	: Classification des canaux multi trajets	20
Figure 2.1	: Canal SISO	21
Figure 2.2	: Représentation la capacité SISO	22
Figure 2.3	: Canal SIMO	23
Figure 2.4	: Capacité du système SIMO	24
Figure 2.5	: Canal MISO	24
Figure 2.6	: Capacité du système MISO	25
Figure 2.7	: Canal MIMO	26
Figure 2.8	: Représentation SVD	28
Figure 2.9	: Représentation la capacité MIMO en fonction de SNR	30
Figure 2.10	: Comparaison entre les capacités SISO, SIMO, MISO et MIMO	30
Figure 2.11	: Diversité temporelle	35
Figure 2.12	: Diversité fréquentielle	36
Figure 3.1	: Codage spatio-temporel d'un système MIMO	39
Figure 3.2	: Modulation à deux phases (a) et à quatre états de phase (b)	40
Figure 3.3	: Exemple sur la constellation d'une modulation 16 QAM	41
Figure 3.4	: Schéma du codage STBC Alamouti pour le cas 2 antennes à l'émission et 1 seul à la réception (2×1)	44

Figure 3.5	: Présentation de code Alamouti avec décodage ML.	47
Figure 3.6	: Système MIMO (2×2)	47
Figure 4.1	: Organigramme des étapes de simulation	61
Figure 4.2	: Les performances de code OSTBC pour $N_R = 1$ avec $R = 1/2$	62
Figure 4.3	: Les performances de code OSTBC pour $N_R = 1$ avec $R = 3/4$	64
Figure 4.4	: Les performances de code OSTBC pour $N_R = 3$ avec $R = 1/2$	65
Figure 4.5	: Les performances de code OSTBC pour $N_R = 3$ avec $R = 3/4$	66
Figure 4.6	: Les performances de code OSTBC pour $N_T = 4$ avec $R = 1/2$	68
Figure 4.7	: Les performances de code OSTBC pour $N_T = 4$ avec $R = 3/4$	69
Figure 4.8	: Les performances d'OSTBC pour un débit de 3 bits/s/Hz	70
Figure 4.9	: Les performances d'OSTBC pour un gain de diversité égale à	72

Liste des tableaux

Tableau	Titre du tableau	Page
Tableau 4.1	: Les différents scénarios de simulation pour $N_R=1$ et $R=1/2$	62
Tableau 4.2	: Les différents scénarios de simulation pour $N_R=1$ et $R=3/4$	63
Tableau 4.3	: Les différents scénarios de simulation pour $N_R=4$ et $R=1/2$	64
Tableau 4.4	: Les différents scénarios de simulation pour $N_R=4$ et $R=3/4$	65
Tableau 4.5	: Les différents scénarios de simulation pour $N_T=4$ et $R=1/2$	67
Tableau 4.6	: Les différents scénarios de simulation pour $N_T=4$ et $R=3/4$	68
Tableau 4.7	: Les différents scénarios de simulation pour le cas de débit bits/sec/Hz	70
Tableau 4.8	: Les différents scénarios de simulation pour le cas de diversité égale 12	71

Abréviations et acronymes

AWGN	:	Average White Gaussian Noise.
EM	:	EléctroMagnétique.
BBAG	:	Bruit Blanc Additif Gaussien.
BER	:	Bit Error Rate.
BPSK	:	Binary Phase Shift Keying
BLAST	:	Bell Labs Layered Space Time.
DBLAST	:	Diagonal Labs Layered Space Time.
BS	:	Base Station.
CSI	:	Channel State Information.
IES	:	Interferences Entre Symboles.
LDPC	:	Low Density Parity Check Code.
LOS	:	Line Of Sight.
MAQ	:	Modulation Amplitude en Quadrature.
MFSK	:	Modulation Frequency Shift Keying.
MIMO	:	Multiple Input Multiple Output.
MISO	:	Multiple Input Single Output.
ML	:	Maximum Likelihood.
MMSE	:	Minimum Mean Square Error.
MPSK	:	Modulation Phase Shift Keying.
MS	:	Mobile Station.
MV	:	Maximum de Vraisemblance.
NLOS	:	Non Line Of Sight.
N_R	:	Nombre d'antenne de réception.
N_T	:	Nombre d'antenne d'émission.
OFDM	:	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
OSTBC	:	Orthogonal Space Time Block Code.
PAM	:	Pulse Amplitude Modulation.
PSK	:	Phase Shift Keying.
QAM	:	Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK	:	Quadrature Phase Shift Keying.
R	:	Rendement.

SIMO	:	Signle Input Multiple Output.
SISO	:	Single Input Signle Output.
SNR	:	Signle Noise Ratio.
STB	:	Space Time Block.
STBC	:	Space Time Bloc Coding
STT	:	Space Time Trellis.
SVD	:	Singular Value Decomposition.
TEB	:	Taux Erreur Binaire.
WLAN	:	Wireless Local Access Network.
VBLAST	:	Vertical Labs Layered Space Time.
ZF	:	Zero Forcing.

Introduction générale

La propagation d'une onde électromagnétique peut être soumise à de multiples contraintes. L'absence d'obstacle entre l'émetteur et le récepteur constitue le cas le plus favorable et la propagation s'effectue alors en ligne droite. On ne retrouve pas cette situation à l'extérieur ou à l'intérieur des bâtiments ou la présence des obstacles crée des phénomènes de réflexion et de réfraction. Ces conditions conduisent ainsi à la propagation par trajet multiples. Ceci se traduit par un évanouissement rapide de la puissance reçue et par la dispersion temporelle du signal au niveau de l'antenne réceptrice. La conséquence directe en est la limitation de la portée et du débit de la transmission, alors qu'aujourd'hui, la demande de hauts débits exigés dans les communications sans fils de dernières générations se fait de plus en plus pressante. Pour contrer les effets des trajets multiples, des techniques de diversité ont été mises au point [1].

Elles consistent à exploiter en réception différentes observations porteuses de la même information mais ayant subi des perturbations indépendantes, de façon à augmenter la probabilité de récupérer l'information avec un certain niveau de qualité. Elles suggèrent en particulier d'exploiter la dimension spatiale en utilisant de multiples antennes à l'émission et en réception. La disposition relative des antennes est déterminante sur le niveau de corrélation entre les observations disponibles en réception. Ce principe est à la base des systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Les systèmes multi-antennes à l'émission et à la réception (Multi input multi output MIMO en anglais) permettent théoriquement d'accroître la capacité des liens de communications sans fil par rapport aux systèmes composés d'une seule antenne à l'émission et à la réception (Single input Single output SISO en anglais). En faisant l'hypothèse que les trajets entre chaque antenne d'émission et de réception sont indépendants, Foschini [2] et Telatar [3] ont démontré que la capacité théorique du canal MIMO avec N_T antennes à l'émission et N_R antennes à la réception croît linéairement avec $\min(N_T, N_R)$.

Les différentes techniques peuvent être regroupées en deux catégories. La première catégorie optimise la diversité et permet d'améliorer la robustesse et la qualité de transmission sans accroissement de la puissance d'émission ni élargissement de la bande de fréquences. Appelée codage espace-temps (Code espace-temps), elle utilise l'insertion d'une redondance spatiale et temporelle de l'information à émettre simultanément par chacune des antennes. La seconde famille cherche à maximiser l'efficacité spectrale de la communication par la transmission

simultanée dans la même bande de fréquences de flux d'information indépendants et non corrélés sur chacune des antennes, et ce sans augmentation de la puissance totale moyenne émise. Elle porte le nom de multiplexage spatial.

Par suite de leur avantages, les systèmes MIMO sans fils ont attiré l'attention de ISO (International Standard Organization), c'est pour sa l'utilisation de MIMO est proposée pour les réseaux cellulaire de 3G [4] [5] [6] aussi bien que les réseaux de 4G [7] [8] et les réseaux WLAN [9] [10].

Notre travail repose sur l'utilisation d'un système multi antennaire MIMO, avec l'insertion d'une redondance spatiale et temporelle simultanément sur chacune des antennes, c'est le codage espace-temps (STC), particulièrement, le codage spatio-temporel en bloc orthogonal (OSTBC). Donc le but de ce travail est d'augmenter la robustesse d'un tel système contre les évanouissements, utilisant MIMO OSTBC.

Dans un premier chapitre, nous présenterons le canal radio mobile. Les différents types de canaux sont présentés, ainsi les évanouissements de grand et de petite échelle et les caractéristiques d'un canal radio mobile.

Le deuxième chapitre aborde les systèmes multi antennaires. L'expression de la capacité de chaque système SISO, SIMO, MISO et MIMO est présentée, en s'appuyant surtout sur les caractéristiques du système MIMO ainsi que ses techniques.

Le troisième chapitre attaque les codes spatio-temporels en bloc orthogonaux ou les algorithmes de codage et de décodage d'Alamouti et de Tarokh sont détaillés.

Le dernier chapitre montre les résultats de simulation du système MIMO OSTBC. Le but de cette simulation et de voir l'impact de l'augmentation de la diversité, le rendement du codage et le débit sur les performances de BER pour un système multi antennaire.

Canal radio mobile

Sommaire

1.1 Introduction

1.2 Les différents canaux de transmission

1.3 Propagation à trajet multiples

1.4 Canal à évanouissement

1.5 La cohérence

1.6 Les paramètres de canal

1.7 Sélectivité de canal

1.8 Conclusion

1.1 Introduction

Dans ce chapitre nous intéressons au canal radio mobile. Nous présentons dans ce chapitre les différents canaux de transmission, à savoir, le canal stationnaire(*AWGN*), le canal de Rice et de Rayleigh. Nous définissons aussi la propagation à trajets multiple ou nous détaillerons les différents phénomènes physiques liés à la propagation. Ainsi nous consacrerons une partie dans ce chapitre pour étudier le canal à évanouissement et ses paramètres caractéristiques.

1.2 Les différents canaux de transmission

1.2.1 Les canaux stationnaires

Parmi les canaux stationnaires les plus utilisés, celui sur lequel l'évaluation des performances des systèmes de communications est aussi la plus simple est le canal *BBAG* (Bruit Blanc Additif Gaussien) ou *AWGN* (Average White Gaussian Noise) [11].

- **Canal Average White Gaussian Noise (AWGN)**

Dans ce modèle de canal, on considère que le bruit est blanc et gaussien. Parce qu'il s'agit d'un bruit blanc, la densité spectrale de bruit est constante avec la fréquence, ce qui représente une hypothèse simplificatrice des calculs, et qui est valide si on considère des bandes de fréquence étroites.

Le bruit est un processus aléatoire, généralement de nature gaussienne. Le canal est caractérisé par une fonction de transfert ou une réponse impulsionnelle. Les perturbations externes et le bruit se couplent au canal et sont ajoutés au signal transmis [12].

Un canal *AWGN* est non discret et sans mémoire qui représente parfaitement une liaison radio en vue directe dont le bruit est principalement d'origine thermique. Le bruit additif est dans ce cas bruit gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 . La densité de probabilité est donnée par l'équation (1.1). La représentation temporelle ne permet pas d'extraire d'informations sur le signal en raison de sa nature aléatoire (pas de période par exemple), mais la distribution permet d'extraire des éléments statistiques sur la nature du bruit [12].

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.1)$$

σ : La variance.

Le signal reçu s'écrit alors sous la forme :

$$r(t) = \alpha(t)s(t) + n(t) \quad (1.2)$$

$\alpha(t)$: C'est coefficient de Rayleigh.

Le rapport signal sur bruit (RSB) Lorsqu'il s'agit d'un bruit $n(t)$ qui s'ajoute au signal étudié $s(t)$, le rapport signal sur bruit est le rapport de la puissance moyenne du signal $r(t)$ et de la puissance moyenne du bruit $n(t)$ [12] [13]. Ce rapport caractérise la performance du récepteur. Plus, il est grand, moins le bruit perturbe le signal et les analyses qui en sont faites.

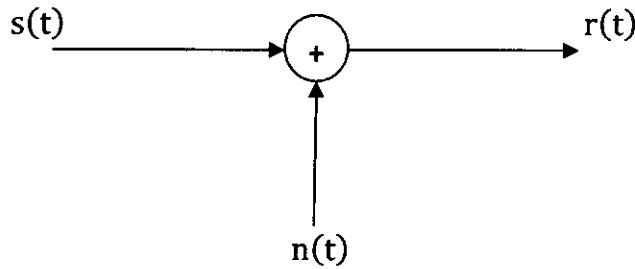


Figure 1.1 Présentation du canal AWGN.

Le terme de taux d'erreur binaire sur le canal *AWGN* est donné par l'équation (1.3)

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (1.3)$$

Où :

erfc : C'est la fonction d'erreur de gauss complémentaire.

N_0 : C'est la puissance moyenne du bruit (*SNR*).

1.2.2 Les canaux non stationnaires

a) Canal de Rice

La figure (1.4) représente le canal de Rice [13], l'enveloppe du signal reçu est décrite par la loi de Rice :

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + x_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0 \frac{xx_d}{\sigma^2} \quad (1.4)$$

I_0 et x_d correspondent respectivement à la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro et à l'amplitude du trajet direct.

Le canal de Rice représente les trajets multiples plus le trajet directe *LOS* (Light Of Sight).

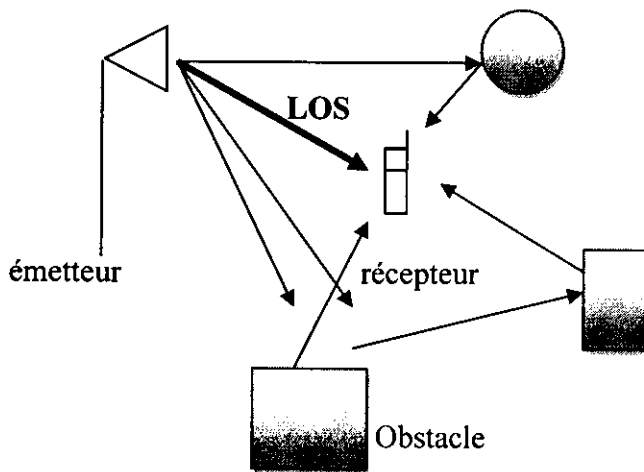


Figure 1.2 Propagation du canal de Rice.

En absence du trajet direct, la réception du signal se fait en *NLOS*. Toutes les ondes arrivant au récepteur subissent des interactions telles que la réflexion et la diffraction. Ces interactions introduisent des atténuations importantes sur le signal et des fluctuations marquées dues aux effets constructifs et destructifs des multi-trajets.

b) Canal de Rayleigh

Dans les liaisons radio mobiles, les canaux de transmission évoluent en fonction du temps à cause des déplacements aléatoires des entités communicantes et l'existence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur, figure 1.3. Il peut en résulter que le signal émis suit plusieurs trajets avant d'arriver au récepteur, conduisant à une variabilité importante du signal reçu due à l'addition de plusieurs signaux déphasés [14]. Lorsque le débit de transmission est suffisamment faible, chaque symbole ne se superpose qu'avec lui-même, au moins sur une portion significative de sa durée. Un canal de Rayleigh permet de prendre en compte ces effets : réflexions multiples.

évanouissements, fluctuations à grande et petite échelle et effet Doppler. L'amplitude et la phase du signal reçu apparaissent comme des variables aléatoires qui suivent une loi de Rayleigh. Ce modèle est particulièrement adapté à une représentation statistique d'un canal radio mobile.

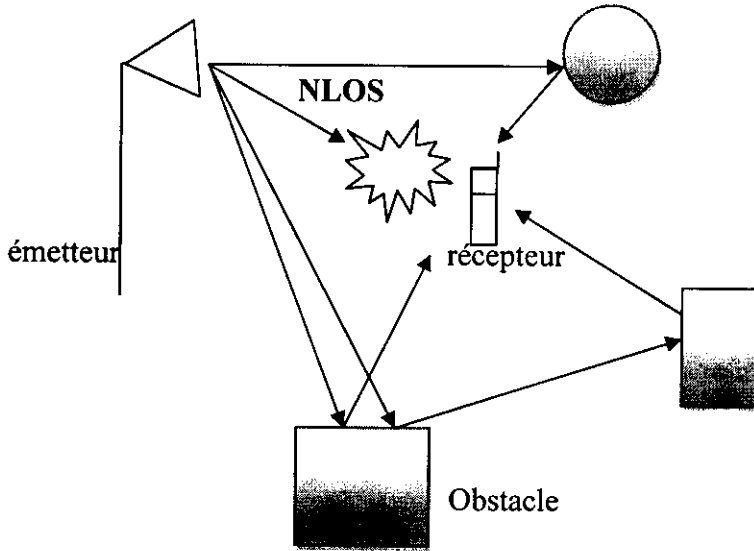


Figure 1.3 Propagation de canal du Rayleigh.

La distribution de Rayleigh correspond à un cas idéal de répartition uniforme des multi-trajets sans trajet direct [15]. L'enveloppe du signal reçu suit une loi dite de Rayleigh qui correspond à :

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.5)$$

σ : La variance.

$x = |\alpha(t)|$: Variable de Rayleigh.

La configuration *NLOS* présente déjà une perte de puissance par rapport à la configuration *LOS*. La figure 1.4 donne un exemple de signal *NLOS* en fonction de la distance parcouru [15].

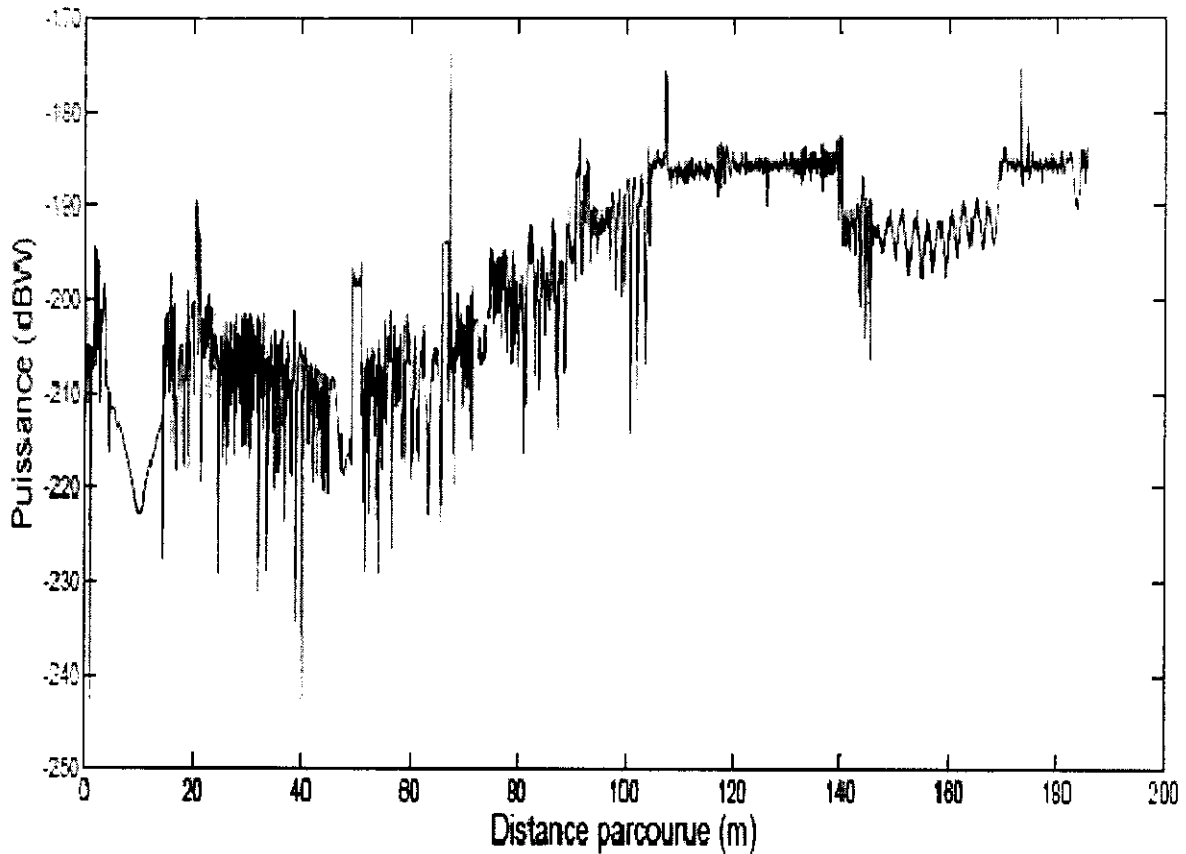


Figure 1.4 Exemple signal a la propagation NLOS.

1.3 Propagation à trajets multiples

Un signal émis par une antenne radio se propage soit dans toutes les directions (le cas d'antenne omnidirectionnelle), soit dans un ensemble de directions bien précis, si l'antenne est directive. Le signal émis subit des réflexions, des réfractions, des diffusions autour des réflecteurs se trouvant dans l'environnement de propagation entre la source et la destination. Comme exemples des objets réflecteurs, nous citons les bâtiments, les arbres, les voitures, pour l'environnement d'extérieur, si non pour l'intérieur, nous citons les meubles, les murs, les personnes, la figure (1.5) représente ces phénomènes. Ainsi, le récepteur voit des versions multiples du signal émis, de puissance atténuées et avec certains retards [16].

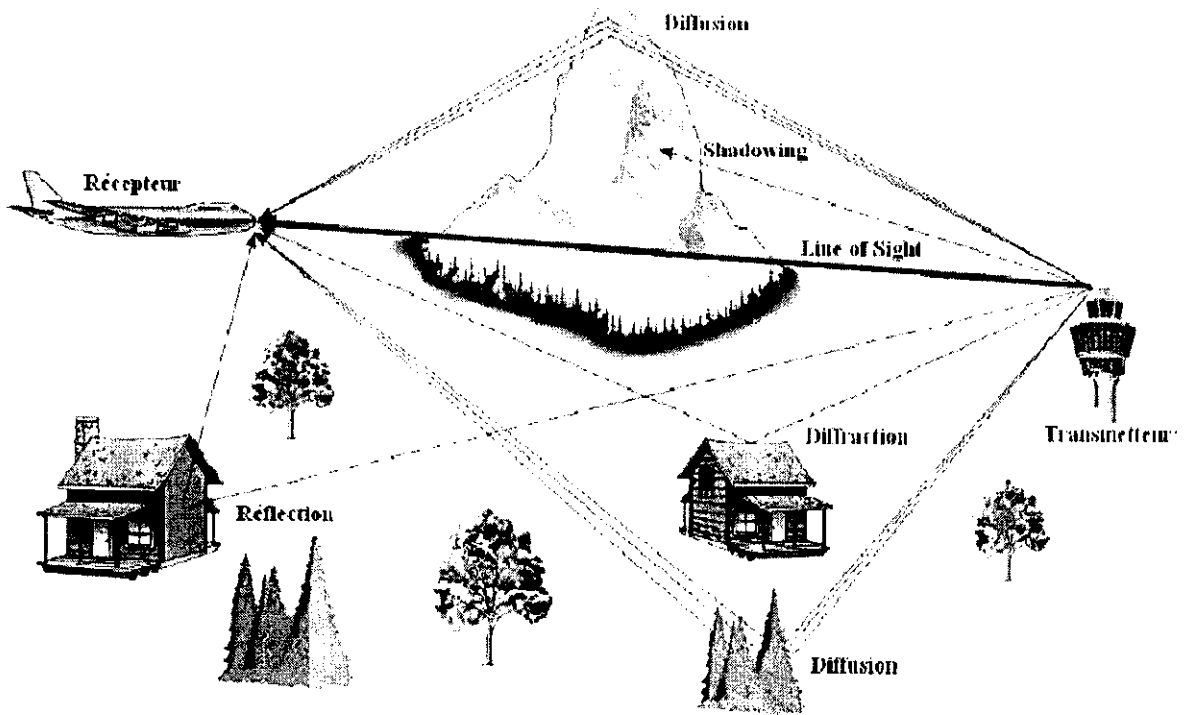


Figure 1.5 Schéma d'une caractéristique de canal radio mobile.

1.3.1 Différents phénomènes physiques

1.3.1.1 Réflexion

Lorsqu'une onde, se propageant dans un milieu, rencontre un deuxième milieu ayant des propriétés électriques différentes, elle est partiellement réfléchie et transmise sans absorption [16].

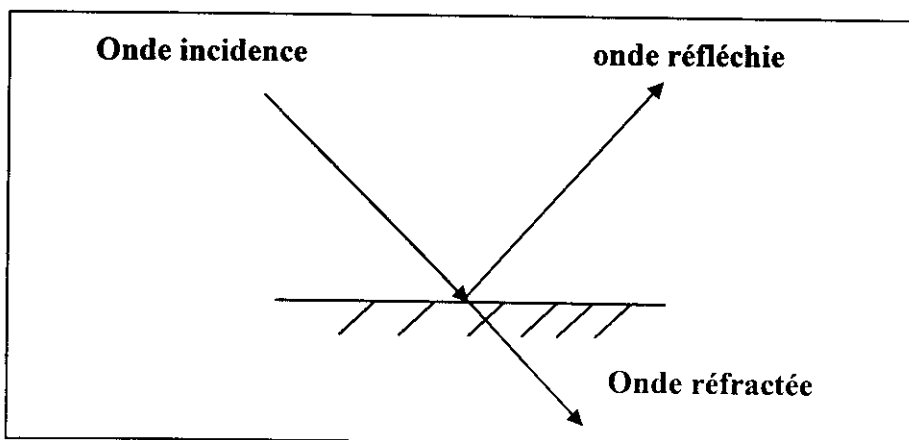


Figure 1.6 Principe de la réflexion.

1.3.1.2 Réfraction

La réfraction apparaît lorsque l'onde atteint un obstacle dont la longueur est grande et les irrégularités de la surface petites par rapport à la longueur d'onde. Lors de la réfraction, une partie de l'énergie est transmise à travers l'objet et une partie est réfléchie.

1.3.1.3 Diffusion

Quand une réflexion se produit sur un objet dont la surface présente des rugosités avec des dimensions comparables ou supérieures à la longueur d'onde, la réflexion devient diffuse. Comme en optique, la diffusion dépend du rapport entre la longueur d'onde et les dimensions des obstacles ou des irrégularités à la surface des obstacles réfléchissants.

Donc l'onde incidente rayonne vers toutes les directions comme la figure (1.7):

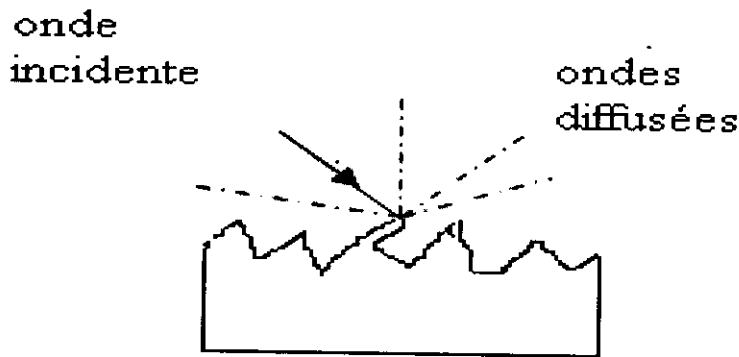


Figure 1.7 Phénomène de diffusion.

1.3.1.4 Diffraction

Ce phénomène est important pour un système macro cellulaire. Il est dû à l'instabilité de l'indice de réfractivité dans l'atmosphère, en effet, ce dernier peut être considéré comme un milieu de stratification sphérique où les surfaces séparant les différentes strates sont des sphères parallèles à la surface de la terre [17].

La diffraction sera plus importante pour les fréquences basses : une émission kilométrique (de quelques centaines de KHz) n'aura pas de difficulté pour franchir une montagne, alors qu'une

émission décimétrique sera pratiquement arrêtée. Une émission centimétrique sera arrêtée même par une petite colline.

1.4 Canal à évanouissements

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. La plus parois des multi-trajets sont par exemple les voitures, l'immeuble, les bâtiments, les montagnesetc [18].

1.4.1 Type des évanouissements

1.4.1.1 Évanouissements temporels

Les évanouissements temporels du canal peuvent être donnés en deux catégories :

- **Sélectivité en temps ou évanouissements rapides**

Si le temps symbole T_S est plus grand que le temps de cohérence T_C alors il existe des fluctuations au cours de l'émission d'un symbole lors d'une communication numérique [19] [20].

$$T_S \gg T_C$$

- **Évanouissements lents**

Si le temps symbole est plus petit que le temps de cohérence alors le canal paraît stable pour le symbole émis [19].

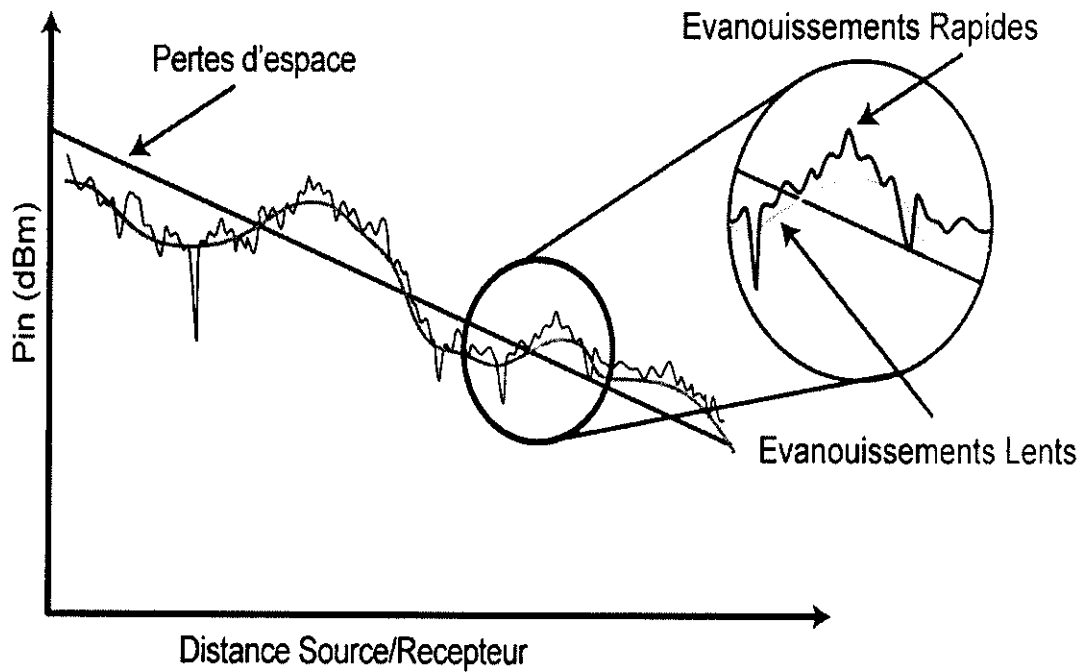


Figure 1.8 Évanouissement lent et rapide.

1.4.1.2 Évanouissements fréquentiels

Dans le domaine fréquentiel, un canal a un niveau de puissance pouvant fluctuer selon la bande fréquentielle d'observation, ce qui implique deux types d'évanouissements [21] :

- **Sélectivité en fréquence**

La bande de cohérence du canal est plus petite que la bande passante occupée par le signal transmis.

- **Canal plat**

La bande de cohérence du canal est plus grande que la bande passante occupée par le signal transmis [22].

1.4.1.

petite
d'onde
récept
invers
aux é
de pro

récept
grand

1.4.1.3 Évanouissements spatiaux

Ces évanouissements peuvent se décomposer en deux catégories. Les évanouissements à petite échelle interviennent lorsque le mobile se déplace sur des distances proches de la longueur d'onde [20] [22]. Ils correspondent à des interférences constructives ou destructives au niveau du récepteur. Ainsi, il est possible de recevoir une puissance quasi nulle au niveau du récepteur, ou inversement de recevoir un niveau de puissance supérieur à celui émis. Ceux-ci sont superposés aux évanouissements à grande échelle, qui sont dus aux effets de masque dans l'environnement de propagation : collines, immeubles, etc.

La figure 1.9 explique les types d'évanouissements. Ainsi, si la distance parcourue par le récepteur est grande (petite) devant la distance de cohérence, le canal subit un évanouissement grande (petite) échelle [15] [16].

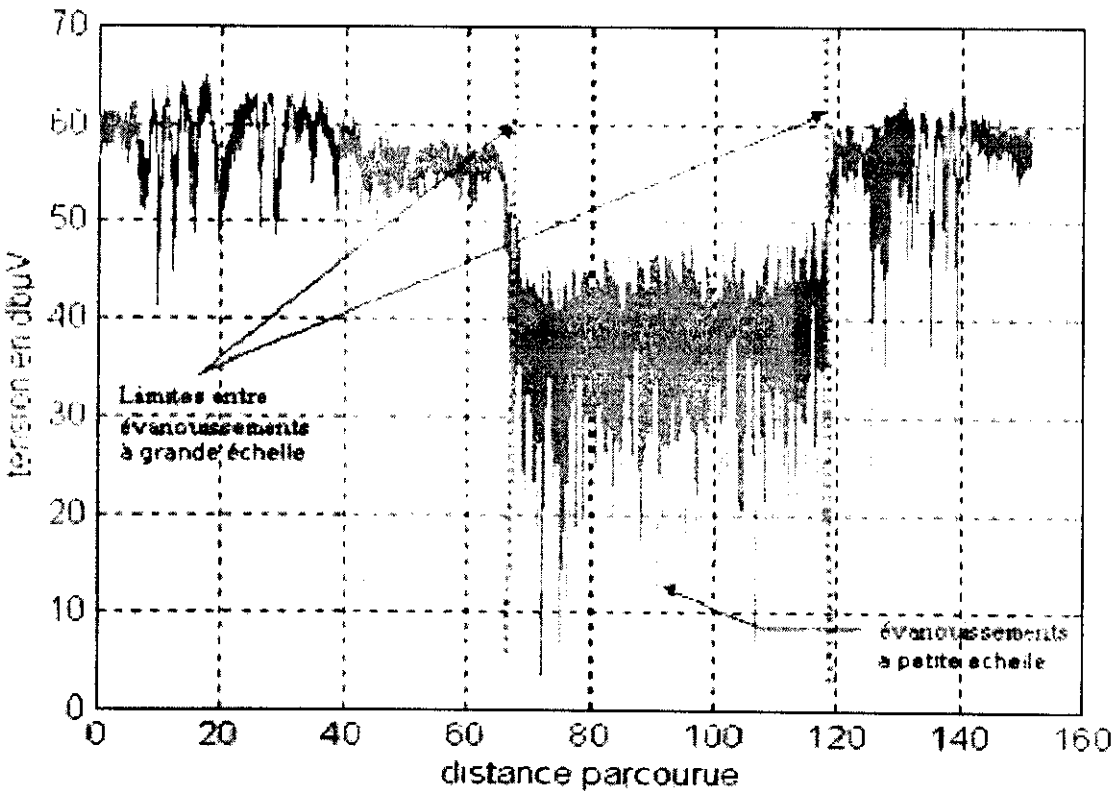


Figure 1.9 Différents types d'évanouissements.

a) Évanouissements à grande échelle

Les pertes à grande échelle correspondent aux fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement de plusieurs dizaines de longueur d'onde. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les effets de masquage et les pertes en fonction de la distance séparant les antennes de la station de base (*BS*) de celles de la station mobile (*MS*). Les pertes en fonction de la distance <<path loss>> sont les seules pertes observables dans le cas d'une propagation en espace libre ou les antennes d'émission et réception sont en visibilité directe et ou aucun obstacle ne perturbe la propagation. Ces pertes moyennes de puissance en espace libre sont proportionnelles au carré de la distance d séparant l'antenne émission et réception [22].

Effet de masquage " shadowing "

- Variations de la puissance due aux (gros) obstacles.
- Phénomène aléatoire lorsque l'obstacle varie (bâtiment, car, arbre ou mont ...).
- Important pour déterminer la robustesse de couverture d'un système.

b) Évanouissements à petite échelle

Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un déplacement suffisamment petit pour les évanouissements à grande échelle puissent être négligés. Dans les environnements radio mobiles cellulaires ou pour les réseaux locaux sans fil (*WLAN*) l'origine de ces pertes à petite échelle est la présence d'obstacles dans l'environnement de propagation qui atténuent, réfléchissent ou diffractent les ondes *EM* porteuses des signaux [21] [16]. Les variations en amplitude sont alors appelées évanouissements à petite échelle ou " small scale fading". La variation à petite échelle du canal multi-trajets se réalise en général à partir de modèles statistiques. Un modèle de réponse impulsionnelle est souvent utilisé. Pour les canaux invariants dans le temps, il a la forme [23] :

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^L a_i e^{-j\theta_i} \delta(\tau - \tau_i) \quad (1.6)$$

L : Nbre de trajets.

a_i , θ_i et τ_i : sont successivement les amplitudes, phases et temps de propagations de chaque trajet.

1.5 La cohérence

Le canal de propagation est dit cohérent dans le domaine temporel ou fréquentiel si l'enveloppe du signal peut être considérée comme stable durant la fenêtre d'observation temporelle ou fréquentielle [22], la figure (1.10) donne un exemple de cohérence temporelle.

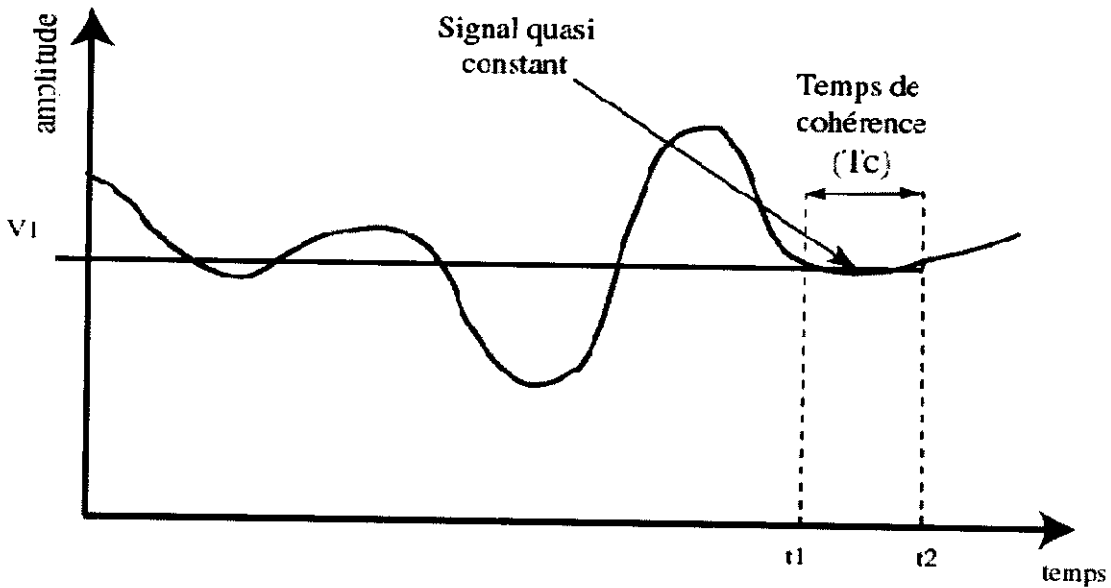


Figure 1.10 Un exemple d'une cohérence temporelle entre t_1 et t_2 .

1.6 Les paramètres de canal

- Temps de cohérence (T_c)

Temps de cohérence définit comme un deux signaux arrivent de deux temps différentes noté T_c , a cause de la variation sur le canal [20], ce canal écrit sous l'équation (1.7)

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (1.7)$$

Donc :

$$T_c = \frac{1}{f_d} \quad (1.8)$$

f_d : C'est la fréquence Doppler.

C'est la période de symbole d'un signal en band de base (réciproque de band de base signal large bande) est grand temps de cohérence, le signal est distorsion, donc le canal sera change au cours de signal de transmission.

- **Bande de cohérence (coherence bandwidth) B_C**

La figure (1.11) représentée la différence entre la largeur de bande W et la bande de cohérence B_C [22] [23]. Les deux cas trouvent sont :

- $W \gg B_C \Rightarrow$ canal sélectif en fréquence, sachant que W largeur de bande.
- $W \ll B_C \Rightarrow$ canal non sélectif en fréquence.

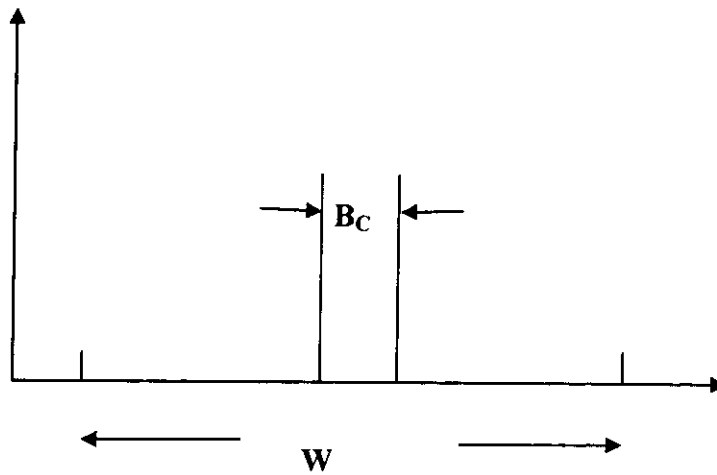


Figure 1.11 Présentation de la bande de cohérence B_C .

$$B_C = \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (1.9)$$

$\tau_{\max}$: C'est le retard maximum, à partir l'équation (1.7).

- **Étalement temporelle (delay spread)**

On définit l'étalement temporel par la différence entre le plus grand et plus le petite des retards, permet de caractéristique par une seule variable la dispersion temporelle du canal, et notée T_m [23].

La relation entre l'étalement temporel T_m et B_m est:

$$T_m \approx \frac{1}{B_m} \quad (1.10)$$

B_m : C'est le cas inverse d'étalement fréquentielle $B_m = \frac{1}{T_m}$.

- **Effet doppler (doppler spread)**

De [23], l'effet Doppler a été découvert en 1842 par un physicien autrichien qui lui a donné son nom. Cet effet résulte du décalage en fréquence d'un train d'ondes perçu par un récepteur, lorsque l'émetteur et/ou le récepteur sont en mouvement relatif. Ainsi, un signal sinusoïdal monochromatique de fréquence f est transformé en un signal monochromatique de fréquence $f + \Delta f$ et Δf c'est le décalage fréquentielle.

La fréquence doppler f_D dépend la variation de la vitesse V de station mobile, et donné par la relation (1.11) [24] suivant:

$$f_D = f_c - f_i = \frac{|\vec{V}|}{c} f_c \cos \gamma \quad (1.11)$$

Où :

$\vec{V}$: Vitesse de mobile en m/s.

f_c : C'est la fréquence porteuse en Hz.

f_i : C'est la fréquence instantanée de signal reçus en Hz.

C : Vitesse de lumière $= 3 * 10^8$ m/s.

γ : Angle formé entre le mobile et l'onde transmise.

$f_D > 0$, MS éloigne par rapport BS, et dans le cas contraire MS plus proche à la BS.

Dans le cas ou l'angle γ est nul la fréquence doppler contient valeur maximal.

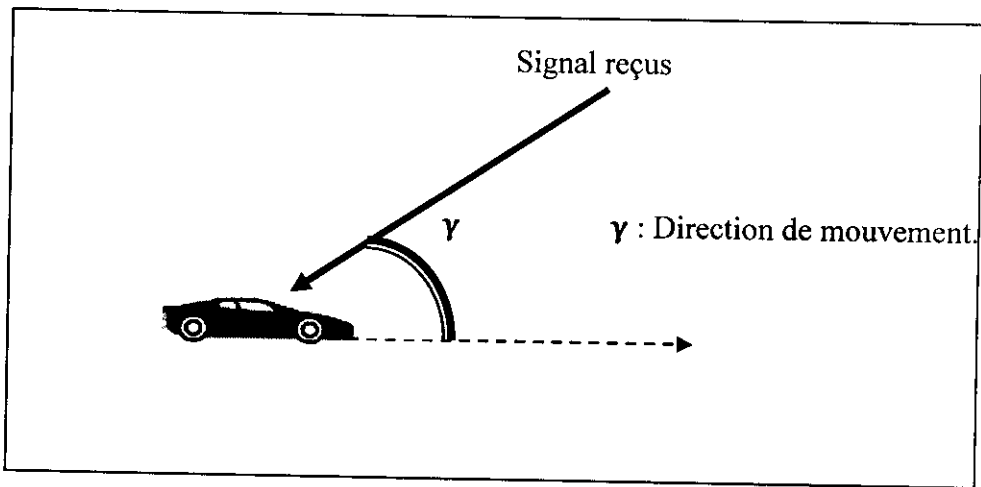


Figure 1.12 Effet doppler.

- Chaque composante du multi-trajet subit l'effet Doppler $\Rightarrow$ étalement du spectre [20] du signal (figure 1.13).

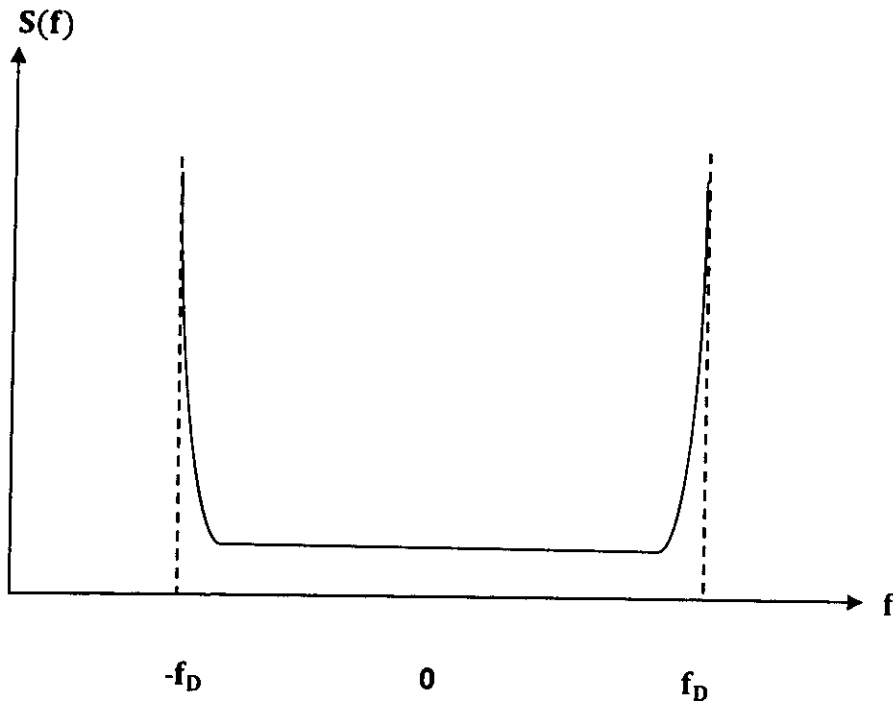


Figure 1.13 Spectre doppler.

- La relation entre l'étalement temporelle et la bande de cohérence est :

$$T_d = \frac{1}{2\pi B_{coh}} \quad (1.12)$$

1.7 Sélectivité de canal

Dans les communications à haut débit, les transmissions sont limitées par des contraintes physiques : le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis. La déformation du signal au cours de la propagation est également une autre contrainte physique. Elle impose une bonne séparation temporelle des informations émises afin qu'elles restent bien séparées à la réception. La transmission d'un train de symboles s'accompagne presque inévitablement d'une dispersion des données dans le temps. Elle est à l'origine de l'interférence entre symboles. Les signaux réfléchis par les immeubles, les voitures ou le sol provoquent un phénomène nommé « affaiblissement par trajets multiples » : selon la longueur des différents chemins parcourus, le signal dévié arrive à l'émetteur plus ou moins longtemps après le signal principal. L'importance de ce phénomène dépend de la fréquence (les pertes sont plus faibles pour les basses fréquences et plus importantes pour les hautes fréquences) et varie lorsque le récepteur se déplace : il est bien connu des automobilistes, qui entendent le son de leur autoradio s'affaiblir par endroits ou qui captent moins bien les stations dans les tunnels [23]. Ce phénomène d'évanouissement ou « fading » résulte des variations aléatoires des phases du signal dans le temps (après réflexion sur un obstacle). Elles peuvent engendrer des signaux s'ajoutant de façon destructive en réception. Le signal résultant sera alors très faible ou nul. Les signaux multiples peuvent aussi s'ajouter de manière constructive, le signal résultant sera alors plus puissant que le trajet direct. Il faut noter que les multi-trajets n'ont pas que des inconvénients puisqu'ils permettent que la communication soit possible même lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe! C'est en particulier en exploitant cette particularité que des communications transcontinentales peuvent avoir lieu.

1.7.1 Sélectif en fréquence

La sélectivité en fréquence se traduit par la capacité de la fonction de transfert du canal à laisser passer certaines fréquences et à couper d'autres [20].

Qu'est-ce qu'un canal sélectif en fréquence?

La sélectivité en fréquence d'un canal est un concept intimement lié au signal à transmettre. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation. En d'autres termes, ce phénomène apparaît si le signal possède une bande de largeur de fréquence plus large que la bande de cohérence du canal de propagation ; la bande de cohérence d'un canal étant définie comme la largeur de bande minimale pour laquelle deux atténuations du canal sont indépendantes. Ce phénomène a donné du « fil à retordre » à beaucoup de chercheurs ces dernières années et est un des principaux obstacles à des transmissions fiables: il faut en effet d'une part estimer le canal (ce qui fait perdre du débit dans des environnements mobiles) et l'égaliser (ce qui augmente la complexité des récepteurs). [25]

1.7.2 Sélectif en temps

La sélectivité en temps du canal est liée à la mobilité d'un des émetteurs, d'un des récepteurs ou de l'environnement proche, évanouissement grand échelle et petit échelle.

Conséquences :

- Canal très sélectif en temps et en fréquence $\Rightarrow$ IES (Interférence Entre Symbole).
- Solution (transmission sans IES) $\tau_{\max} \ll T \ll T_c$ à condition que $f_d \times \tau_{\max} \ll 1$ donc signal bande étroite à faible débit.
- Vitesse élevée $\Rightarrow$ variations rapides du canal.
- Étalement temporel des symboles (delay spread) $\Rightarrow$ Interférence Inter-Symboles (si débit élevé).

La figure 1.14 représente les quatre types des canaux sélectifs ou non sélectifs en fréquence dans le cas d'évanouissement lent ou rapide [23].

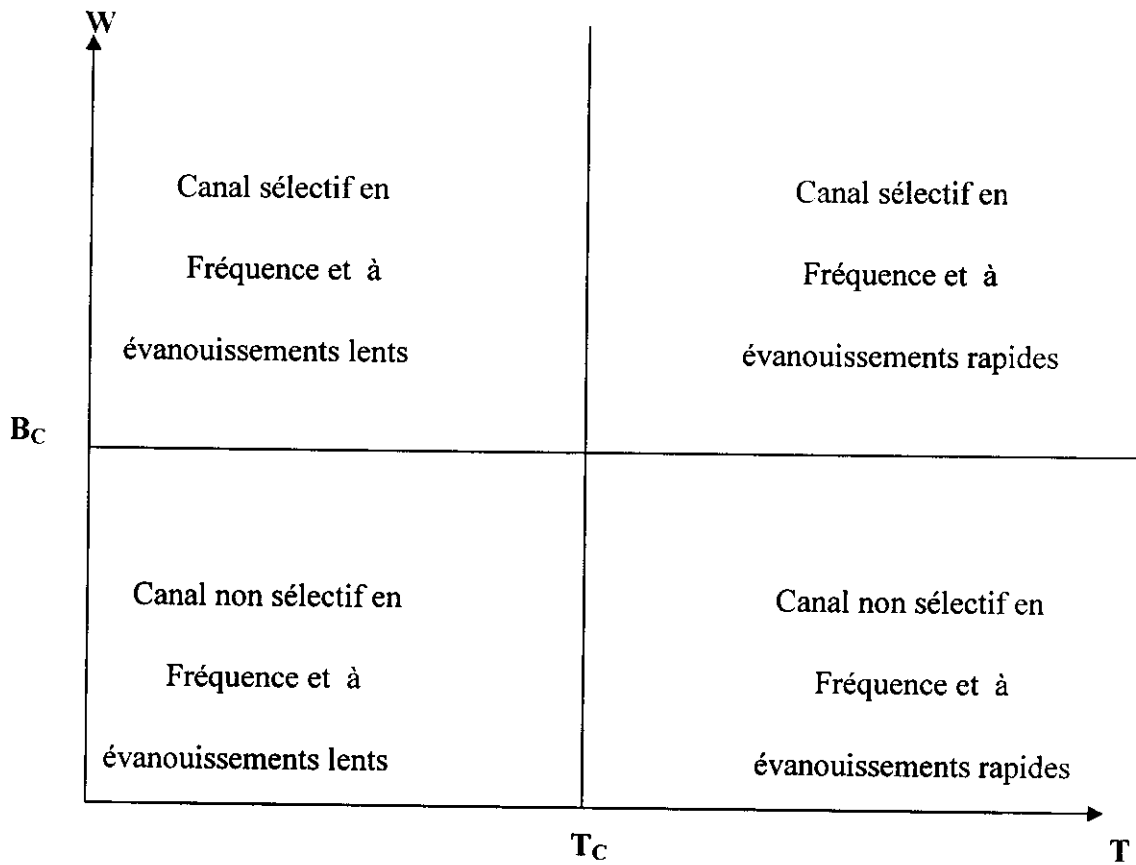


Figure 1.14 Classification des canaux multi trajets.

1.8 Conclusion

Ce chapitre a été une introduction aux et définitions qui nous seront utiles tout au long de ce mémoire. Le canal radio mobile est affecté par le bruit, ceci introduit les interférences et évanouissements, ce qui implique une dégradation de l'information reçus. Plusieurs solutions sont proposées dans la littérature pour s'affranchir ces problèmes. L'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception est la solution la plus connue dans ce contexte. Le traitement de ces systèmes fait l'objet du deuxième chapitre.

Système multi antennes

Sommaire

1.1 Introduction

2.2 Présentation du système MIMO

2.3 Les techniques de système MIMO

2.4 La diversité sur MIMO

2.5 Conclusion

2.1 Introduction

Pour éviter les évanouissements dus à l'environnement multi-trajets ou améliorer la capacité de canal, les chercheurs ont proposé des solutions de systèmes multi-antennes pour des applications *MIMO* et diversité. Ce chapitre donne au premier temps, une introduction sur les systèmes multi antennes et leurs capacités. Les technique et les avantages de système *MIMO* seront présentés ainsi les types de diversité correspondants.

2.2 Présentation du système MIMO

2.2.1 Canal SISO (single input, single output)

SISO, le plus simple système, contient une seule antenne à l'émission, une seule antenne à la réception et canal de propagation la figure (2.1) présente ce système :

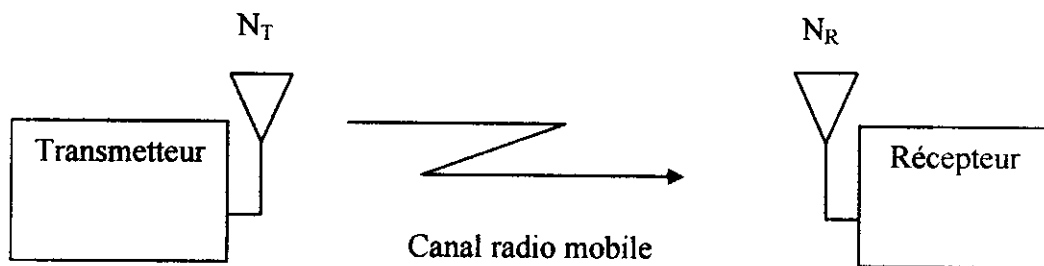


Figure 2.1 Canal SISO.

La capacité de Shannon d'un tel système est donnée par l'équation (2.1) :

$$C = W \cdot \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (2.1)$$

SNR : Le rapport signal sur bruit.

W : Largeur de bande en Hz.

La capacité de système *SISO* [26] :

$$C_{\text{SISO}} = \log_2(1 + |h|^2 \text{SNR}) \quad (2.2)$$

SNR: Rapport Signal sur Bruit (*RSB*).

$$\text{Si } |h|^2 = 1, \quad C_{\text{SISO}} = \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (2.3)$$

SNR: Rapport Signal sur Bruit (*RSB*).

h : Gain complexe normalisé associé au canal de propagation, incluant les caractéristiques des évanouissements et de l'antenne.

Lorsque le SNR augmente, la capacité de Shannon d'une communication *SISO* se comporte en $\log_2(\text{SNR})$. La figure(2.2) présente la capacité *SISO* en fonction de *SNR*.

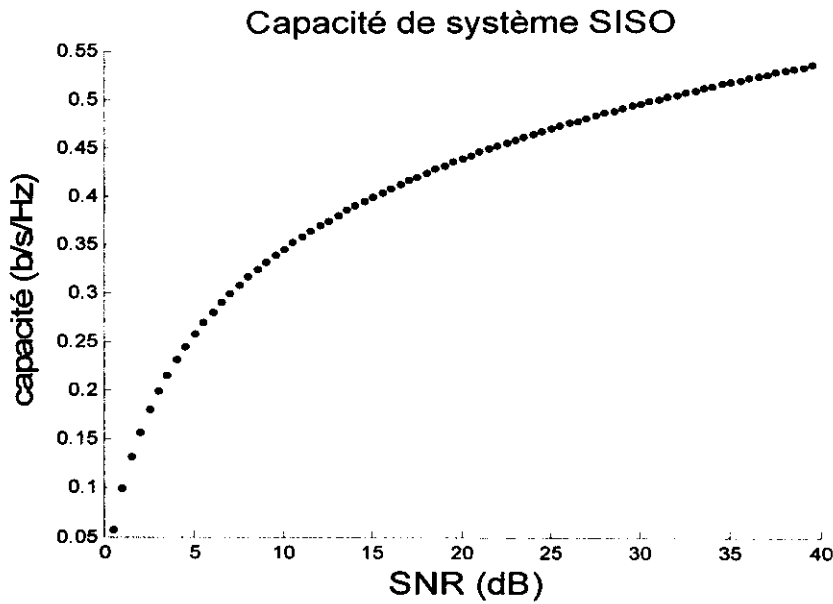


Figure 2.2 Capacité du système SISO.

La valeur de la capacité *SISO* est proportionnelle avec le rapport signal sur bruit *SNR* (augmentation logarithmiques avec le *SNR*).

2.2.2 Canal SIMO (single input, multiple outputs)

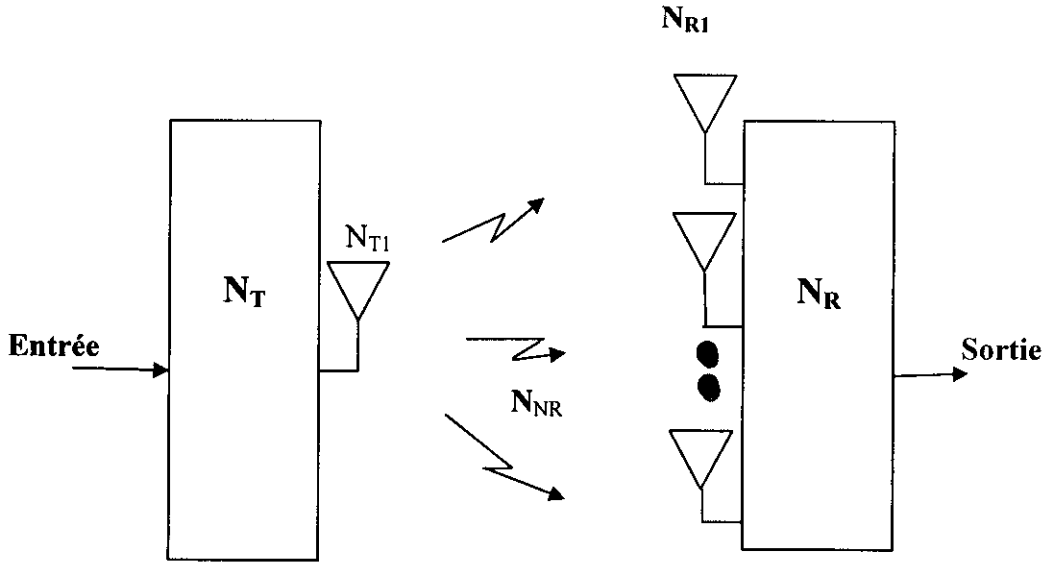


Figure 2.3 Canal SIMO.

La capacité du système *SIMO* [16]:

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2 \left(1 + \sum_{i=1}^{N_R} |h_i|^2 \text{SNR} \right) \quad (2.3)$$

Si : $|h_i|^2 = 1$

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2 (1 + N_R \text{SNR}) \quad (2.4)$$

N_R : Nombre d'antennes de reception.

SNR: C'est le rapport signal sur bruit(SNR).

h_i : C'est le gain complexe de chaque trajet.

La courbe de la capacité du système *SIMO* est donnée par la figure (2.4) :

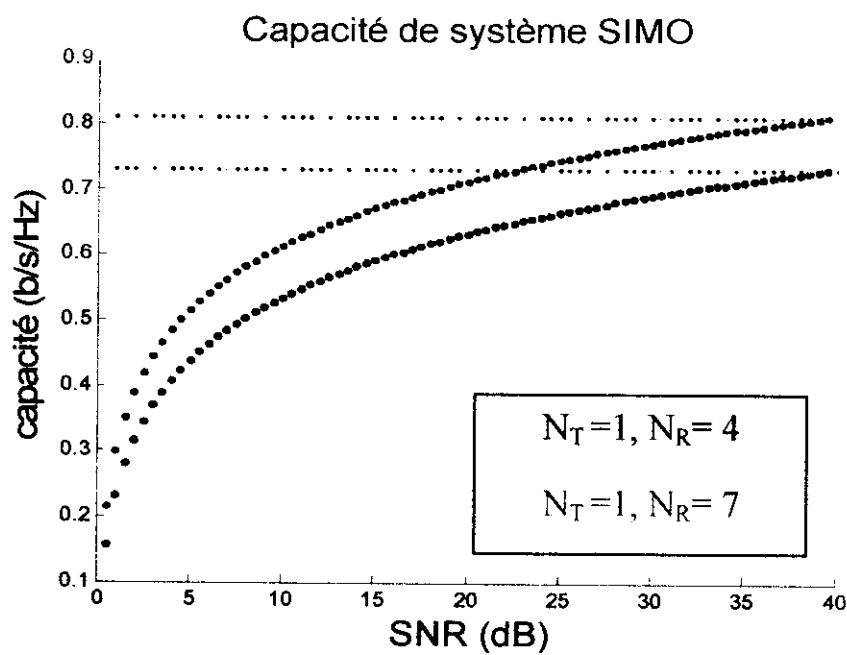


Figure 2.4 Capacité du système SIMO.

Si on augmente le nombre d’antenne de réception, la capacité *SIMO* croit avec *SNR*.

2.2.3 Canal MISO (multiples inputs, signal output)

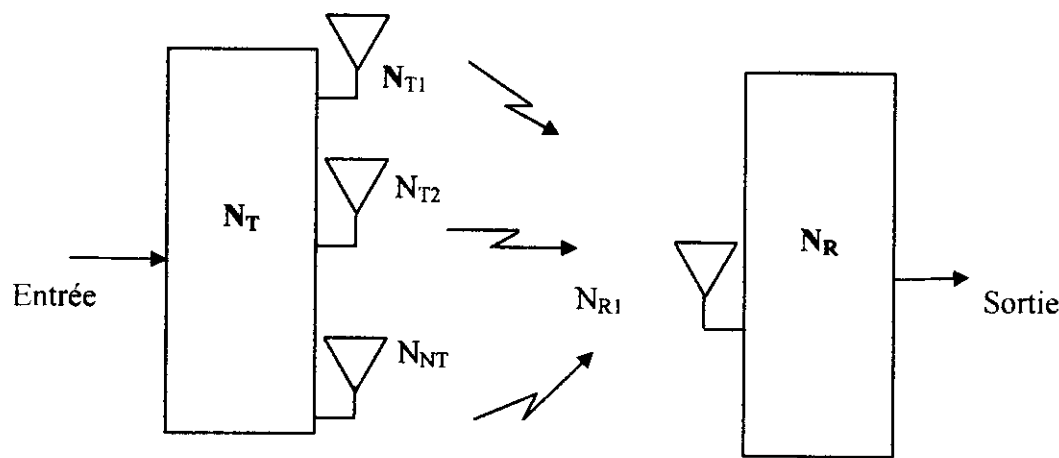


Figure 2.5 Canal MISO.

La capacité de système *MISO* [16] est :

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} |h_i|^2 \right) \tag{2.5}$$

$$\text{Si : } |h_{11}|^2 = 1$$

$$C_{\text{MISO}} = \log_2(1 + N_T \text{SNR}) \quad (2.6)$$

N_T : Nombre d'antennes d'émission.

N_R : nombre d'antenne de réception.

La figure (2.6) représente la capacité *MISO* en fonction de *SNR*.

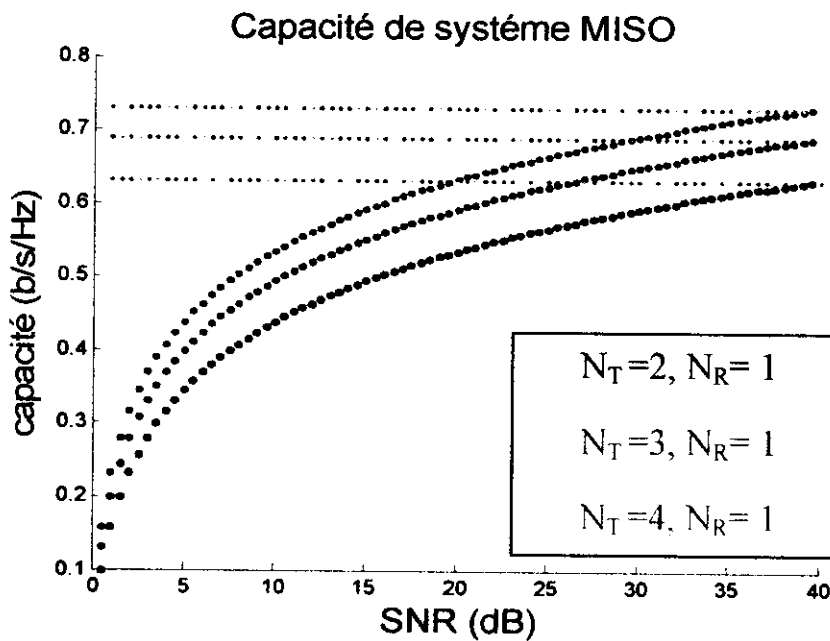


Figure 2.6 Capacité du système MISO.

D'après la figure (2.6), la capacité du système MISO croît avec l'augmentation de nombre d'antennes d'émission.

2.2.4 Canal MIMO (multiple input, multiple output)

L'intérêt porté aux systèmes de communication *MIMO* est de plus en plus important depuis longtemps. Les systèmes à antennes multiples sont capables de fournir des débits d'autant plus élevés que les nombres d'antennes émettrices et réceptrices sont augmentés en même temps.

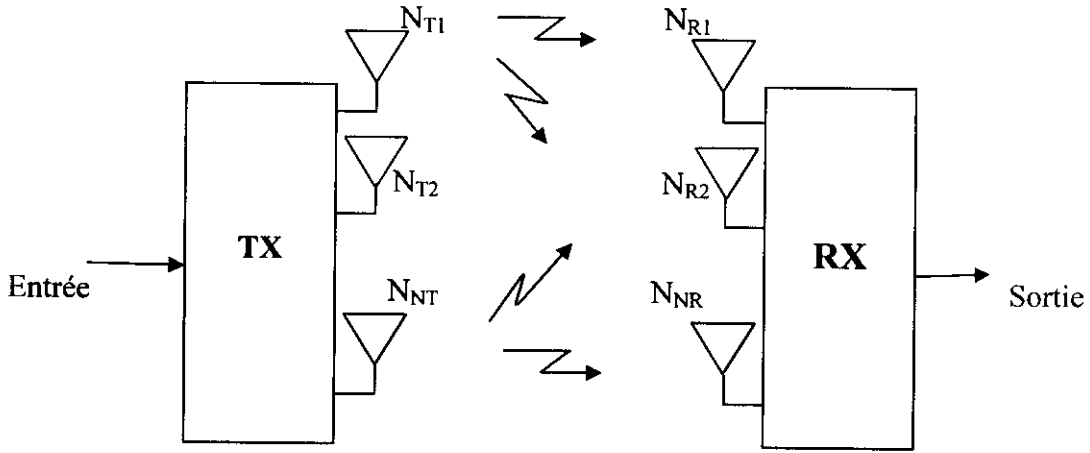


Figure 2.7 Canal MIMO.

Le système *MIMO* s'écrit sous la forme matricielle [14] :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{n} \quad (2.7)$$

Où:

$\mathbf{S}$: Signal transmis à travers les antennes émission.

$\mathbf{r}$: Signal reçu à l'antenne réception.

$\mathbf{n}$: Bruit blanc gaussienne.

$\mathbf{H}$: Matrice de canal de taille $N_R \times N_T$.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1NR} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{NR1} & \cdots & h_{NTNR} \end{bmatrix}$$

L'équation (2.8) donne la forme de chaque élément de matrice $\mathbf{H}$ [22] donne:

$$h_{ij}(\tau) = \sum_{n=1}^L a_n e^{-j\theta_n} \delta(\tau - \tau_n) \quad (2.8)$$

L : Le nombre de trajets.

τ_n : Le temps retard de chaque trajet.

θ_n : Le déphasage de trajet.

δ : Impulsion de Dirac.

2.2.4.1 Décomposition en valeurs singulières (SVD)

La matrice H de canal *MIMO* est décomposée en modes propres. Dans le cas d'une connaissance du canal radio idéale de la procédure de pré-codage *SVD* base, qui est appliqué à l'emplacement de l'émetteur, va examiner tous les modes propres possibles qui se traduit par une séparation parfaite de tous les signaux à la sortie antenne de réception et dans un minimum taux d'erreur binaire(*BER*) [27].

La décomposition en valeur singulière (*SVD*) [26] d'une matrice H (N_T, N_R) est exprimée par l'équation (2.9) :

$$H = U * D * V^H \quad (2.9)$$

- La matrice H de dimensions ($N_R \times N_T$) utilise les matrices unitaires V et U des dimensions ($N_R \times N_R$) et ($N_T \times N_T$).
- La matrice diagonal D de dimensions ($N_R \times N_T$).

U et V sont deux matrices unitaires $UU^* = VV^* = I$.

Avec

$$D = \text{diag}(\sqrt{\lambda_i}) \quad (2.10)$$

D : matrice diagonal des valeurs propres λ_i , avec $i = 1, \dots, r$.

$r = \min(N_T, N_R)$ est le rang de la matrice de canal H .

$$D = \begin{pmatrix} \sqrt{\lambda_1} & & & \\ & \sqrt{\lambda_2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \sqrt{\lambda_r} \end{pmatrix}$$

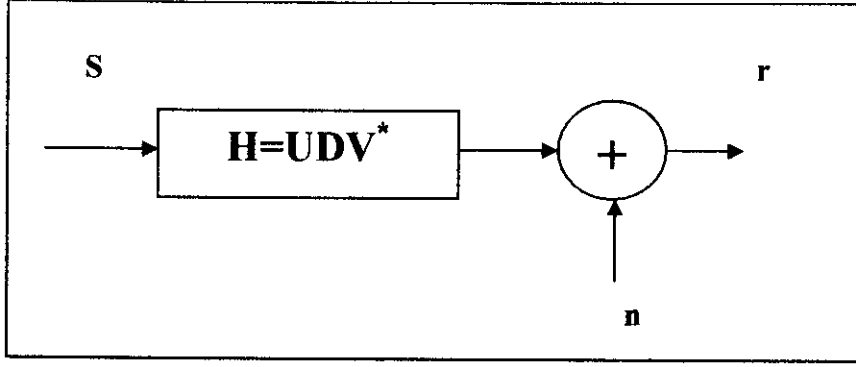


Figure 2.8 Représentation SVD.

D'après la figure (2,8) on obtient :

$$r = U * D * V^H * S + n \quad (2.11)$$

2.2.4.2 Capacité de Shannon (ergodique)

La capacité ergodique d'un canal *MIMO* est la moyenne d'ensemble du taux de l'information sur la distribution des éléments de la matrice de canal H . C'est la capacité du canal lorsque tous les canaux de la matrice H ont une réalisation indépendante [c'est à dire pas de relation avec la matrice précédente] [28]. Cela implique qu'il s'agit d'un résultat de mesures infiniment longues. Le modèle de processus est ergodique, ce qui implique que le codage est effectué sur un intervalle infiniment long. Par conséquent, c'est la capacité de Shannon du canal [13].

La capacité ergodique s'obtient en calculant l'espérance sur toutes les réalisations possibles du canal *MIMO*.

$$C_{MIMO} = E \left\{ r \cdot \log_2 \left[1 + \frac{SNR}{N_T} \sum_{i=1}^m |h_i|^2 \right] \right\} \quad (2.12)$$

$$m = \max (N_T; N_R).$$

$$r = \min (N_T; N_R).$$

L'augmentation le nombre d'antenne au niveau d'émission et de réception, influe sur la variation de la capacité en fonction SNR sous la façon logarithmique.

Si $N_R \leq N_T$ la capacité est donnée par [22] :

$$C = \log_2(\det(I_{N_T} + \frac{\rho}{N_T} H_{ij} H_{ij}^H)) N_R \leq N_T \quad (2.13)$$

H_{ij} : Les coefficients de la matrice de canal H .

$(.)^H$: Désigne le hermitiende matrice H .

La capacité en fonction des valeurs propres λ_i [16]:

$$C_{MIMO} = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{N_T} \lambda_i \right) \quad (2.14)$$

SNR : Rapport signal sur bruit.

i : Indice de valeur propre λ_i .

$$\text{Si } \sum_{i=1}^r \lambda_i = r, \quad C_{MIMO} = r \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{N_T} \right) \quad (2.15)$$

La capacité $MIMO$ en fonction de SNR est représentée dans la figure (2.9) :

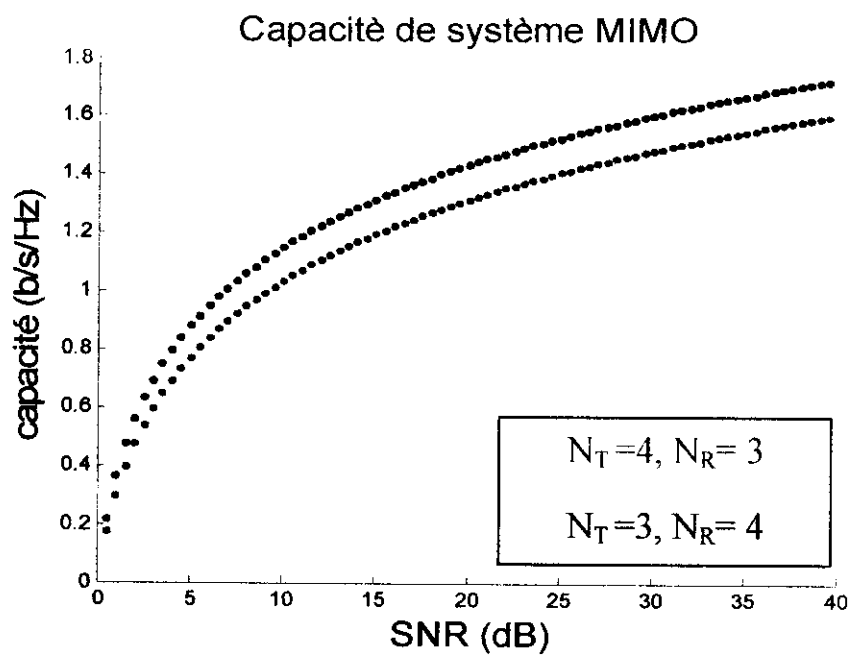


Figure 2.9 Capacité du système MIMO.

La figure (2.10), présente la capacité des différents systèmes en fonction de rapport signal sur bruit SNR , on remarque que la capacité augmente chaque fois avec l'augmentation du nombre des antennes (N_T, N_R) dans le cas $SISO, SIMO, MISO$ et $MIMO$.

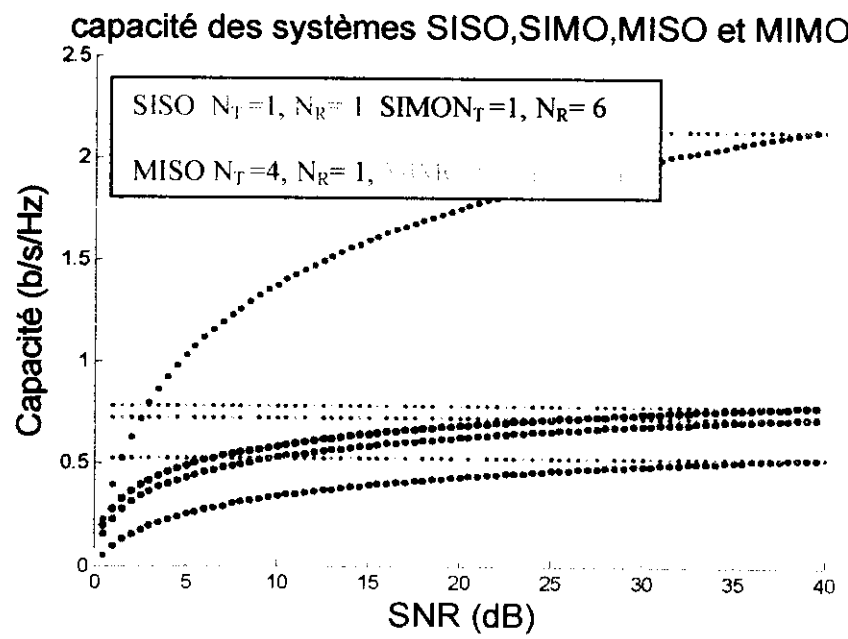


Figure 2.10 Comparaison entre les capacités SISO, SIMO, MISO et MIMO.

L'avantage en capacité des systèmes *MIMO* est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples.

Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices.

2.2.4.3 Capacité de coupure (complémentaire)

La capacité de coupure est une mesure de performance fournie par la théorie de l'information et s'avère être une mesure de performance plus précise que la capacité ergodique [29]. On définit la probabilité d'outage (coupure), qui est la probabilité pour que la capacité C soit inférieure à une valeur R .

$$P_{outage} = P(C < R) \quad (2.13)$$

$$C_{coupure} = P_{outage}^{-1} \quad (2.14)$$

2.2.4.4 Avantages du MIMO

- Augmente le taux de transmission de données grâce à une grande efficacité spectrale.
- Exploite les parcours multiples.
- Permet une plus grande portée d'émission.
- Augmente la fiabilité.
- N'affecte pas l'utilisation du spectre de fréquences.
- Atténue les effets de l'interférence.

2.5 Les techniques de système MIMO

2.5.1 Le multiplexage spatial MIMO

Le multiplexage spatial (Space Multiplexing) est la première technique d'émission utilisée dans le contexte *MIMO*. Le principe de SM : chaque message est découpé en sous-messages. On

transmet simultanément les sous-messages différents sur chacune des antennes d'émission. Les signaux reçus sur les antennes de réception sont réassemblés pour reformer le message entier d'origine. Comme pour la diversité MIMO, les sous-canaux de propagation doivent être décorrélés. Le multiplexage *MIMO* permet d'augmenter les débits de transmission (grâce au gain de multiplexage) [18][30].

Gain de multiplexage spatial

Les systèmes *MIMO* offrent une augmentation linéaire de la cadence de données soit par multiplexage spatial, la transmission de multiples trains de données indépendants à l'intérieur de la bande passante de fonctionnement. Dans des conditions canal approprié, tels que la diffusion dans l'environnement riche, le récepteur peut séparer les flux de données [27]. En outre, chaque flux de données subit au moins la qualité de canal qui serait même connu par un système de *SISO*, efficace améliorant la capacité d'un facteur multiplicatif égal au nombre de sous-flux. En général, le nombre de flux de données qui peuvent être fiable supporté par un canal *MIMO* coïncide avec le minimum du nombre d'antennes d'émission N_T et le nombre de réception des antennes N_R , c.à.d., $\min(N_T, N_R)$.

Méthode de BLAST (Bell Laboratories Layered Space Time)

Bell Laboratories Layered Space Time (*BLAST*) est une architecture de récepteur pour offrir le multiplexage spatial au cours des systèmes de communications sans fil. Ces systèmes ont plusieurs antennes à la fois l'émetteur et le récepteur dans un effort pour exploiter les nombreux chemins différents entre les deux dans un environnement hautement diffusant sans fil. *BLAST* a été développé par Gérard Foschini à Lucent Technologies Bell Laboratories [31]. La répartition exacte des données devant être transmises aux antennes d'émission, plusieurs flux de données peut être transmise simultanément au sein d'une seule bande de fréquences la capacité de données du système se développe ensuite en ligne directe avec le nombre d'antennes.

Les systèmes à multiplexage spatial intègrent les systèmes connus sous le nom de *DBLAST* (Diagonal Bell Laboratories Layered Space Time), *VBLAST* (Vertical Bell Laboratories Layered Space Time) et le plus récemment d'*HBLAST* (Horizontal Bell Laboratories Layered Space Time). Le *DBLAST* est une technique inventée par Foschini en 1996. Le *DBLAST* détecte les symboles de manière diagonale grâce à une technique à annulation

d'interférences selon un critère *ZF*(Zero Forcing) ou *MMSE* (Minimum Mean Square Error) [30][31] (Annexe A).

a) DBLAST

Pour *DBLAST*, en émission le flux de données est démultiplexé en N_T voies, traitées chacune par un codeur propre, les flux résultants étant ensuite affectés aux antennes de transmission selon un ordre variant périodiquement par permutation circulaire. Cette distribution, conférant au signal une structure diagonale en temps et en espace d'où le nom *DBLAST*, a pour but d'assurer la répartition équitable de l'information sur le canal *MIMO*[26][31].

b) Récepteur à retour de décision VBLAST

Le principe de l'algorithme du récepteur *VBLAST* [31]. Il s'agit d'un égaliseur à retour de décision adapté à la structure des systèmes *MIMO*. L'égaliseur peut utiliser soit le critère du forçage à zéro, soit le critère du *MMSE*. Son principe est le suivant : le symbole de l'émetteur le plus favorisé, est démodulé en premier. Sa contribution au vecteur reçu r est ensuite annulée, ce qui augmente le *RSB* sur les autres émetteurs (à chaque bonne décision). Cette étape est répétée jusqu'au dernier émetteur, le moins favorisé.

2.5.2 La diversité spatiale MIMO

On transmet simultanément un même message sur différentes antennes à l'émission. Les signaux reçus sur chacune des antennes de réception sont ensuite remis en phase et sommés de façon cohérente [32]. Cela permet d'augmenter le ratio *SNR* (grâce au gain de diversité) de la transmission. Pour que cette technique soit efficace, il faut que les sous canaux *MIMO* soient décorrélés les uns des autres.

Gain de diversité spatiale

Gain de diversité est l'amélioration de la fiabilité des liaisons obtenues par la réception des répliques du signal d'information par le biais (idéalement indépendante) le fading des liens. Avec un nombre croissant de copies indépendantes, la probabilité qu'au moins un des signaux ne subit pas un évanouissement profond, améliorant ainsi la qualité et la fiabilité de la réception. Un

canal *MIMO* avec N_T antenne émission et N_R antenne de réception offre $N_T \times N_R$ liens indépendants [27]. Formellement, le gain de diversité caractérise la courbe de la probabilité d'erreur en fonction de *SNR*.

2.5.3 MIMO beamforming

Beamforming c'est la technique de formation de faisceau, elle constitue un bon compromis entre la complexité et les performances du système [33]. Le beamforming consiste à émettre le même signal déphasé à partir de plusieurs antennes pour augmenter la puissance du faisceau. On utilise le réseau d'antenne *MIMO* pour orienter et contrôler le faisceau d'onde radio (amplitude et phase du faisceau). On peut ainsi créer des lobes constructifs / destructifs et optimiser une transmission entre l'émetteur et la cible (coté réception). Les techniques de beamforming permettent à la fois d'étendre une couverture radio (par exemple d'une station de base BS ou d'un point d'accès) et de limiter les interférences entre utilisateurs et la pollution électromagnétique environnante (en ciblant le récepteur visé).

2.6 La diversité sur MIMO

L'objectif des techniques de traitement du signal, dites de diversité, est de pallier les distorsions dues aux évanouissements qui peuvent dégrader l'information temporelle et spectrale du signal. Dans un système de radiocommunications, on parle de diversité lorsque l'on reçoit plusieurs copies indépendantes du signal d'information. Autrement dit, le concept de diversité repose sur la présence de plusieurs copies du signal désiré au récepteur, chacune ayant traversé un canal différent [33].

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à faible échelle causé par les multi-trajets. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Les trois formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [32][18]. Le principe de base de la diversité est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis, reçues sur des canaux indépendants. Il faudra une bonne combinaison d'antennes

pour avoir des signaux à évanouissement indépendants, mais aussi une bonne technique de combinaison de signaux permettant de maximiser le SNR moyen à la sortie [23] [32].

2.6.1 Types de la diversité

2.6.1.1 Diversité temporel

La diversité de temps figure (2.11) [32], consiste à envoyer des messages ou des signaux $S(t)$ identiques de la même durée T_s . Le signal est transmis sur plusieurs trames (temps de cohérence T_C).

$$T_C \leq T_{canal}$$

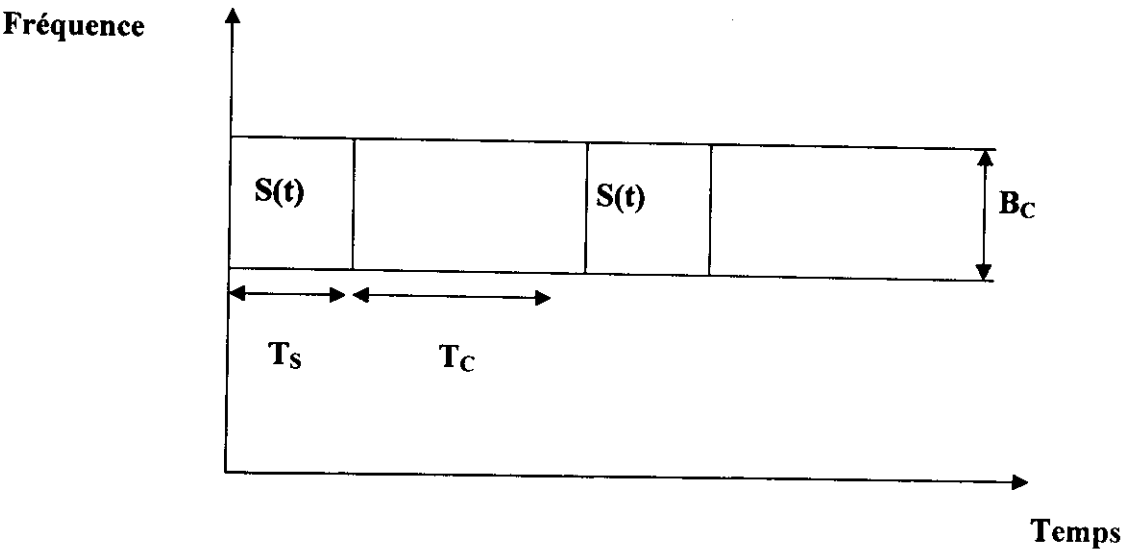


Figure 2.11 Diversité temporelle.

B_C : Bande de cohérence.

T_C : Temps de cohérence.

T_s : Temps (intervalle) de chaque message.

2.6.1.2 Diversité fréquentielle

Dans ce type de diversité, plusieurs signaux transmis sur le même temps, la figure (2.12) représente ce type. Avec B_s c'est largeur fréquentielle pour chaque signal, et B_C est la bande de cohérence [30] [33].

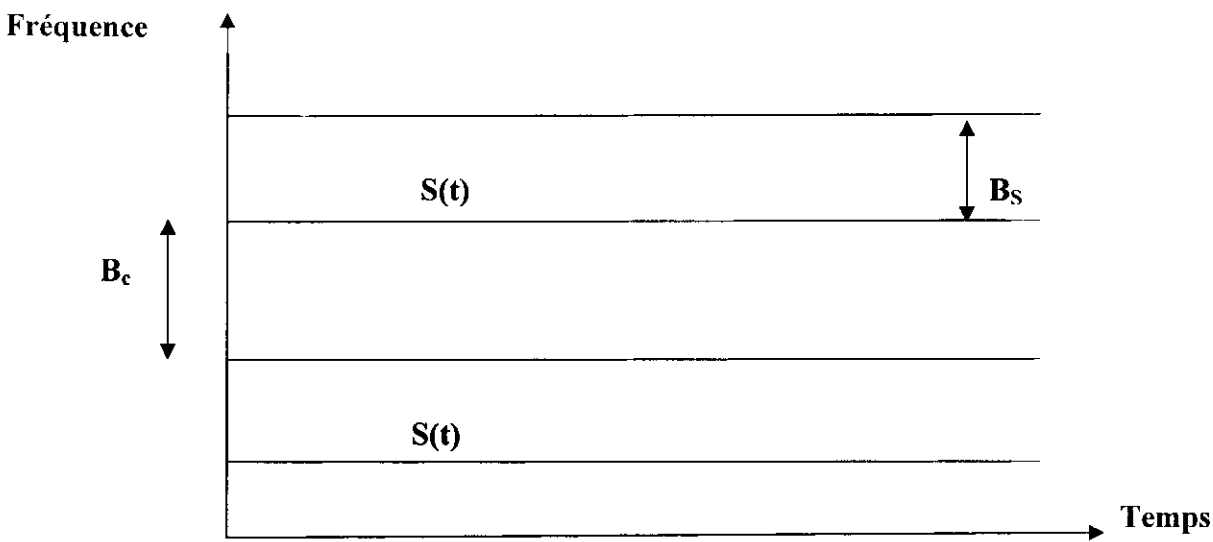


Figure 2.12 Diversité fréquentielle.

2.4.1.3 Diversité en espace

En utilisant plusieurs antennes à l’émission et à la réception. Ces antennes. Doivent être espacées suffisamment pour que l’évanouissement sur chaque antenne soit indépendant (distance de cohérence) [32].

2.4.1.4 Diversité de polarisation

La transmission d'un signal avec une certaine polarisation peut s'effectuer avec une dépolarisation par le moyen de propagation en deux polarisations orthogonales avec des variations d'évanouissements indépendants. Ce type de diversité est très pratique dans le cas d'antennes de petites tailles [32].

2.5 Conclusion

Les avantages des systèmes MIMO incluent beamforming, diversité spatiale et multiplexage spatial. La capacité théorique de ce système croît linéairement avec $\min(N_T, N_R)$, pour rapprocher à cette capacité théorique et lutter contre les évanouissements, il est mieux d'utiliser un type de codage qui s'appelle codage spatio-temporel. Ceci va être discuté dans le chapitre suivant.

Codage espace temps en blocs

Sommaire

3.1 Introduction

3.2 Pourquoi un codage spatio-temporel ?

3.3 Généralité sur le codage spatio-temporel

3.4 Les caractéristiques de code spatio-temporel

3.5 Rappel sur la modulation

3.6 Codage espace temps en bloc STBC

3.7 Décodage ML pour STBC

3.8 Codes STBC Orthogonaux OSTBC

3.9 Code OSTBC dans le cas réel et complexe

3.10 Conclusion

3.1 Introduction

Deux approches sont possibles pour exploiter le potentiel des canaux MIMO. Si on souhaite accroître le débit de transmission on préférera les techniques de multiplexage spatial des données à émettre. En revanche si on souhaite fiabiliser la transmission on choisira des techniques qui permettent d'exploiter la diversité spatiale du canal parmi lesquelles on trouve les techniques de codage temps-espace. Les codes spatio-temporels se divisent en deux familles : les codes spatio-temporels en treillis (*STT*) et les codes spatio-temporels en blocs (*STB*). Dans ce chapitre, nous ne présenterons que les codes spatio-temporels en bloc qui sont plus intéressants sur le plan pratique.

3.2 Pourquoi un codage spatio-temporel ?

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, conçus afin d'améliorer l'efficacité spectrale, des approches différentes ont été proposées. Considérant le contexte des réseaux cellulaires où le terminal mobile doit avoir une complexité plus faible que la station de base (*BS*) pour des raisons économiques et pratiques (vu la taille du terminal mobile), il est plus raisonnable (et plus pratique) d'équiper de plus d'une antenne à la *BS* que le terminal mobile. Par conséquent l'approche qui consiste à équiper l'émetteur avec des antennes multiples a des conséquences plus immédiates. Ainsi, dans le cas où l'émetteur est muni de N_T antennes émettrices, nous devons définir quel est le traitement mapping nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre sur les antennes d'émission. Ce traitement supplémentaire de part et d'autre du canal radio, mappeur/demappeur, est spécifique aux systèmes *MISO* et plus généralement *MIMO* en comparaison au système *SISO*, est appelé codage spatiaux- temporel ou codage espace- temps.

En effet, lors de l'étude des codes espace-temps donnés, le *BER* est le critère de performance considéré, la complexité est fort possible dans les réseaux *WLAN* qu'une des deux extrémités de la liaison radio soit alimentée par une batterie. De ce fait, il est important que la complexité du mappeur/demappeur spatio-temporel soit la plus faible possible. Il est ainsi souhaitable d'avoir une conception des schémas de transmission et de réception de telle façon que la complexité soit non symétrique, avec la complexité la plus faible du côté alimenté par des batteries (le terminal mobile dans le cas des réseaux cellulaires). [34]

Déterminer un codage espace-temps, c.à.d. répartir les données à émettre sur les différentes antennes émettrices et au cours du temps pour améliorer les performances, c.à.d. maximiser le débit en minimisant les erreurs.

3.3 Généralité sur le codage spatio-temporel

A la figure (3.1) illustre un système *MIMO* codé espace-temps avec N_T antennes d'émission et N_R antennes de réception. Dans le système *MIMO* codé espace-temps la séquence de bits est groupée dans une séquence de symboles $\{S_1, S_2, \dots, S_N\}$ [33].

La séquence de symboles de taille N est encodée par l'encodeur espace-temps en $\{S_i^{(t)}\}_{i=1}^{N_T}$, $t=1, 2, \dots, T$ où i : est l'index de l'antenne et t : l'index de temps de symbole. Noter que le nombre de symbole dans l'alphabet espace-temps est $N_T \times T$. Le rendement du codage spatio-temporel est égale à $R=N/T$.

A la réception, la séquence des symboles $\{S_1, S_2, \dots, S_N\}$ est estimée en utilisant les signaux reçus $\{r_j^{(t)}\}_{j=1}^{N_R}$, $t=1, 2, \dots, T$. $h_{ji}^{(t)}$ dénote le gain du canal de Rayleigh de $i^{ième}$ antenne d'émission au $j^{ième}$ antenne de réception au cours de la $t^{ième}$ période de symbole ($i = 1, 2, \dots, N_T$, $j = 1, 2, \dots, N_R$, $t = 1, 2, \dots, T$).

Si les antennes d'émission et de réception sont espacées suffisamment, $N_R \times N_T$ gains d'évanouissement $\{h_{ji}^{(t)}\}$ peut être assumés statistiquement indépendants.

Si $S_i^{(t)}$ est le signal transmis par le $i^{ième}$ antenne durant la $t^{ième}$ période de symbole, le signal reçu par le $j^{ième}$ antenne de réception au cours de la $t^{ième}$ période de symbole est donné par l'équation (3.1) :

$$r_j^{(t)} = \begin{bmatrix} h_{j1}^{(t)} & h_{j2}^{(t)} & \dots & h_{jN_T}^{(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1^{(t)} \\ S_2^{(t)} \\ \vdots \\ S_{N_T}^{(t)} \end{bmatrix} + n_j^{(t)} \quad (3.1)$$

$n_j^{(t)}$: Est le processus de bruit au $j^{ième}$ antenne de réception au cours de $t^{ième}$ période de symbole.

E_s : Est l'énergie moyenne de chaque signal transmis. La puissance totale transmise est donnée par l'équation (3.2) :

$$N_T = \sum_{i=1}^{N_T} E \{ |S_i^{(t)}|^2 \} \quad (3.2)$$

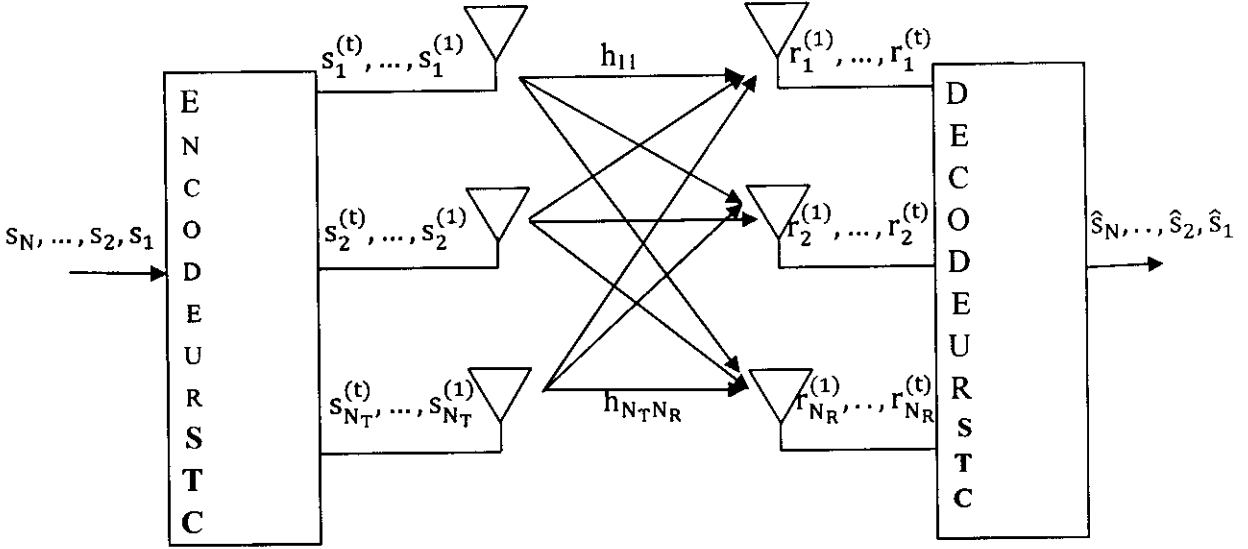


Figure 3.1 Codage spatio-temporel d'un système MIMO.

3.4 Les caractéristiques du code spatio-temporel

L'efficacité spectrale

Elle s'exprime en bit par seconde par hertz. Donc le but c'est comment trouvé le débit le plus élevé possible. La limite ultime, où le débit est le plus élevé possible, a été définie. C'est la capacité.

La robustesse

La robustesse de la transmission varie suivant à l'opposé de l'augmentation du débit. Elle peut être mesurée par le taux d'erreur binaire (*BER*). En effet, lors de l'étude des codes espace-temps proposés, le *BER* est le critère de performance considéré [20].

La complexité

Il est fort possible dans les réseaux *WLAN* qu'une des deux extrémités (*BS* et *MS*) de la liaison radio soit alimentée par une batterie. De ce fait, il est important que la complexité du mappeur/ démappeur spatio-temporel soit la plus faible possible. Il est ainsi souhaitable d'avoir une conception des schémas de transmission et de réception de telle façon que la complexité soit non symétrique, avec la complexité la plus faible du côté alimenté par des batteries (le terminal mobile dans le cas des réseaux cellulaires).

Généralement, ces critères de performances sont contradictoires. Ici vient le rôle des ingénieurs qui doivent faire des choix et des compromis selon les applications (mobilité, conditions du canal physique, etc.) et les aspects économiques afin d'avoir des systèmes de transmission *MIMO* les mieux optimisés [21].

3.5 Rappel sur la modulation

3.5.1 Modulation PSK

La modulation *PSK* (Phase Shift Keying) varie en fonction de phase, il existe la modulation *BPSK* à deux états de phase. Les deux états de phase sont séparés de 180° (π) et ne peuvent contenir qu'un bit par symbole. Pour des applications nécessitant un grand débit binaire, ce type de modulation n'est pas efficace la figure 3.2(a) représente cet effet. D'autre part la modulation *QPSK* (figure 3.2(b)) est à quatre états de phase. En terme de débit binaire, $D_{QPSK} = 2D_{BPSK}$. Le différent état de phase donne comme suite :

$$\varphi_k = (2k + 1) \frac{\pi}{4} \quad ; \quad 0 \leq k < 4. \quad (3.3)$$

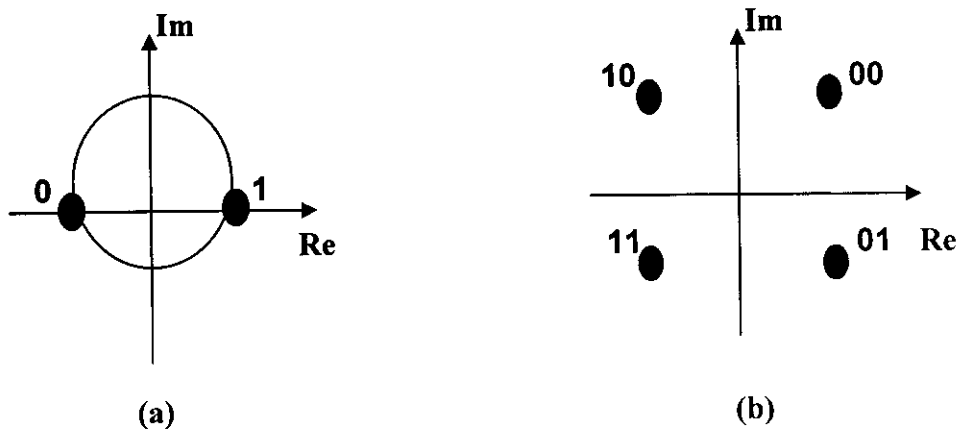


Figure 3. 2 Modulation à deux phases (a) et à quatre états de phase (b).

3.5.2 Modulation QAM

Ce type de modulation en phase et amplitude aux même temps, appelée *QAM* (Quadratic Amplitude Modulation). La modulation de *16QAM* constitué à 16 états (2^4). Chaque symbole est composé de 4 bits : 2 sur la voie I et 2 sur la voie Q. La même chose pour 64 états (2^6). Le diagramme de constellation d'une modulation *16QAM* est dessiné sur la figure. 3.3.

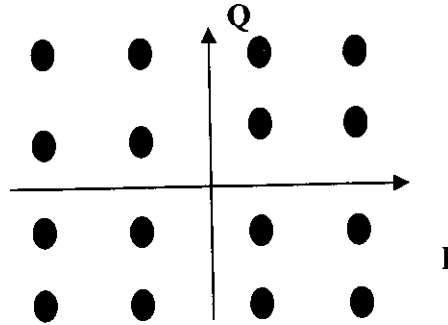


Figure 3.3 Exemple sur la constellation d'une modulation 16 QAM.

3.6 Codage espace-temps en bloc STBC

3.6.1 Algorithme de Codage STBC

Le code spatio-temporel *STBC* ou Space Time Block Code (*STBC*) fonctionne en bloc. Donc *STBC* est définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps. Chaque bloc est codé suivant des règles précises et de façon indépendante des autres blocs [35]. Une erreur de décodage survenue dans un bloc ne met pas en danger d'autres blocs.

Le principe du *STBC* est d'introduire une redondance d'information entre les antennes. Le canal *STBC* comprend $N_R \times N_T$ sous canaux. Chaque sous canal est un canal à évanouissements indépendants, ce qui fait que le *STBC* augmente la diversité du canal de transmission et donc la robustesse du récepteur [16].

L'efficacité spectrale d'une modulation numérique est égale au rapport entre le débit binaire et l'occupation spectrale, soit :

$$\eta = \frac{D_b}{B_{3dB}} = 2 \log_2(M) \quad (3.4)$$

Pour augmenter le débit binaire d'information, à largeur de bande constante, il faut augmenter le cardinal M de la constellation de la modulation.

3.7 Décodage ML pour STBC

Le récepteur optimal en termes de *TEB* d'un système de communication numérique est bien connu, il s'agit du récepteur du maximum de vraisemblance a posteriori (*MAP*), qui se simplifie lorsque les symboles émis sont équiprobables pour devenir le récepteur du maximum de vraisemblance (*MP*) [28].

Le modèle matriciel particulièrement approprié à la description des systèmes *MIMO* est donné par l'équation (3.5). Le modèle obtenu a l'avantage de donner un simple algorithme de décodage *ML*, basé sur un traitement linéaire au récepteur. Grâce à ce modèle matriciel, on va trouver une nouvelle borne supérieure très précise pour le *BER* du code *STBC*.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{n} \quad (3.5)$$

$\mathbf{r}$: Signal reçu à la réception.

$\mathbf{H}$: Matrice représente les coefficients de canal h_{ij} .

$\mathbf{S}$: Signal transmit par l'antenne émission.

$\mathbf{n}$: Le bruit de canal.

Une des limitations principales des communications *MIMO* provient du canal, quand celui-ci possède une faible diversité spatiale [31]. Cela arrive classiquement lorsque les évanouissements sont corrélés, ou bien avec des modèles de matrice de canal $\mathbf{H}$, dont les éléments ne sont pas corrélés, mais qui peuvent être mal conditionnées [18] [32]. C'est le cas entre autres, lorsque les coefficients de $\mathbf{H}$ suivent une loi normale avec la même moyenne non nulle et des écarts types proportionnellement petits.

3.8 Codes STBC Orthogonaux OSTBC

3.8.1 C'est quoi l'orthogonalité ?

Cela signifie que l'*STBC* est conçu de telle sorte que les vecteurs représentatifs de toute paire de colonnes prises à partir de la matrice de codage est orthogonal. Le résultat de cela est

simple, linéaire, optimal de décodage au niveau du récepteur [36]. Son inconvénient le plus grave est que tous, mais l'un des codes qui satisfont à ce critère doit sacrifier une certaine proportion de leur débit de données. Le but de ces codes *OSTBCs* est d'exploiter la diversité d'émission des systèmes multi-antennes.

Un mot de code orthogonal S vérifie la relation suivante :

$$S * S^H = \left(\sum_{i=1}^k |s_i|^2 \right) I_{N_T} \quad (3.6)$$

I_{N_T} : Matrice unitaire de dimension N_T .

Le premier code orthogonal à deux antennes émettrices et à rendement unitaire a été proposé par Alamouti en 1998 [37]. Puis, Tarokh a proposé une généralisation de ce code pour trois et quatre antennes émettrices. Deux structures ont été proposées en 1999 par Tarokh, la première à rendement 1/2 et la seconde à rendement 3/4[4].

Le code *OSTBC* (Orthogonal Space Time Block Code) est un *STBC* tel que son mot de code est une matrice orthogonale. Ces codes ont l'avantage d'avoir un gain de diversité maximal. Historiquement, Alamouti a proposé dans le premier *OSTBC* pour 2 antennes d'émission. Nous commencerons donc par présenter le code d'Alamouti, ensuite nous intéressons des *OSTBCs* pour un nombre d'antennes d'émission supérieur ou égale à 2.

3.8.2 Code d'Alamouti (2×1)

Le code Alamouti c'est le plus simple code de l'*OSTBC*, il contient deux antennes à l'émission et une seule antenne à la réception. Cette conception fait le résultat du maximum de valeur rendement R égale à 1 [16]. La figure (3.4) explique le cas de code Alamouti.

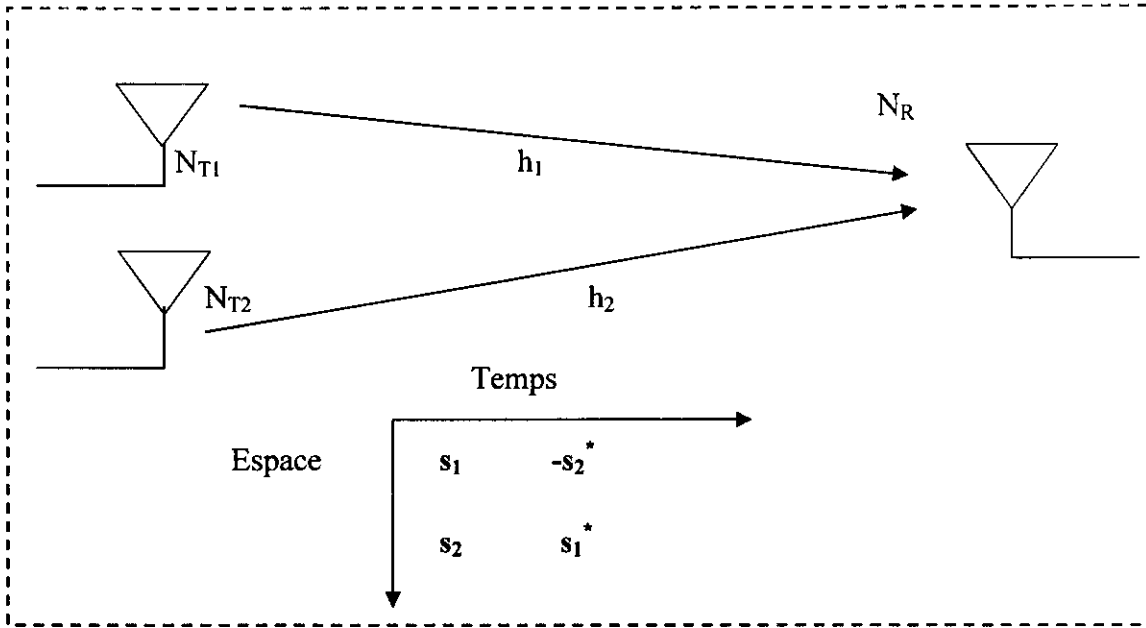


Figure 3.4 Schéma du codage STBC Alamouti pour le cas 2 antennes à l'émission et 1 seule à la réception (2×1).

- La matrice du code d'Alamouti :

$$C_{STBC,2} = G_2 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

- Le signal reçus pour chaque antenne de réception est donné par :

$$r = [r_1 \ r_2] = [h_1 \ h_2] \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + [n_1 \ n_2] = hS + n \quad (3.7)$$

La forme linéaire s'écrit comme suit :

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \quad (3.8)$$

$$r_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \quad (3.9)$$

Le code présente la propriété d'être orthogonal car on a :

$$C_{STBC,2}^H C_{STBC,2} = (|s_1|^2 + |s_2|^2) I_2 \quad (3.10)$$

Ce système peut se mettre sous la forme équivalente [32] :

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_{11} \\ r_{12}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ -h_{12}^* & h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{12}^* \end{bmatrix} = \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{n} \quad (3.11)$$

L'écriture linéaire est donnée comme par :

$$r_{11} = h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + n_{11} \quad (3.12)$$

$$r_{12}^* = -h_{12}^*s_1 + h_{11}s_2 + n_{12}^* \quad (3.13)$$

Pour ce code, le gain de diversité est égal à $|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2$ [36]. Comme $\mathbf{H}$ est une matrice orthogonale, le décodage au sens du maximum de vraisemblance (*MV*) s'obtient simplement en multipliant le vecteur reçu par $\mathbf{H}^H$ dans l'équation (3.11).

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^H \mathbf{r} = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3.14)$$

$\mathbf{H}^H$: Le hermitien de la matrice $\mathbf{H}$.

Le code d'Alamouti obtenu la capacité maximale d'un système *MIMO* à cause de $N_R=1$.

Si le canal à évanouissements, les coefficients h_1 et h_2 peut être parfaitement récupérés au niveau du récepteur, le décodeur utilise les informations d'état de canal (*CSI*) [28]. En supposant que tous les signaux de la constellation de modulation sont équiprobable, un décodeur au maximum de vraisemblance choisit une paire de signaux $(\hat{s}_1, \hat{s}_2)$ de la constellation de modulation de signal pour réduire au minimum la distance métrique. L'équation (3.15), explique comment mesurer la distance :

$$\begin{aligned} & d^2(r_1 \hat{s}_1 + h_2 \hat{s}_2) + d^2(r_2 \hat{s}_2^* + h_1 \hat{s}_1^*) \\ &= |r_1 - h_1 \hat{s}_1 - h_2 \hat{s}_2|^2 + |r_2 + h_1 \hat{s}_2^* - h_2 \hat{s}_1^*|^2 \end{aligned} \quad (3.15)$$

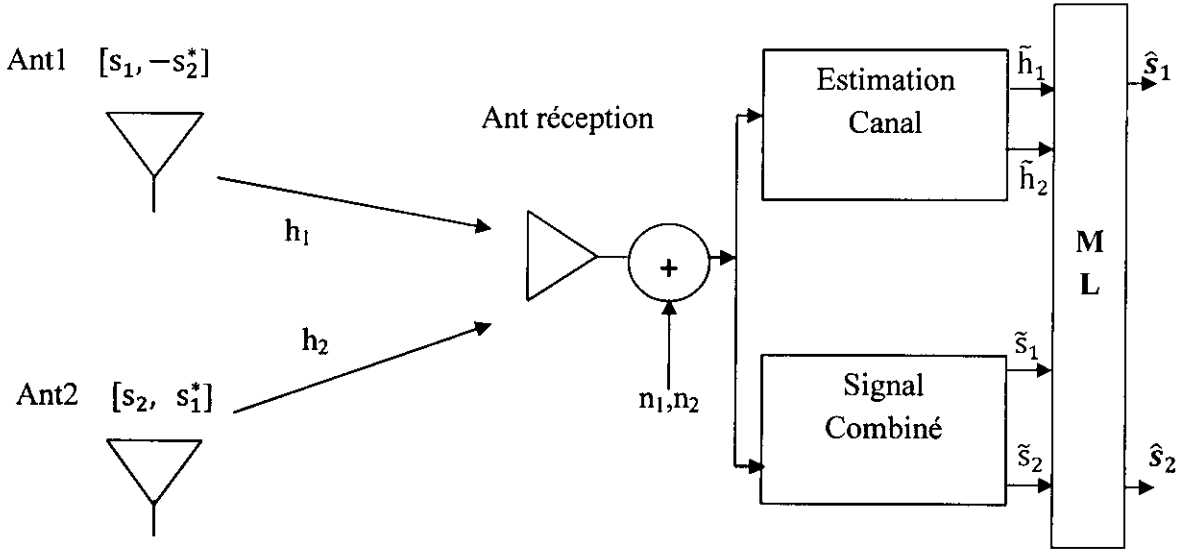


Figure 3.5 Présentation de code Alamouti avec décodage ML.

Les valeurs possibles de $\hat{s}_1$ et $\hat{s}_2$, sont données par :

$$(\hat{s}_1, \hat{s}_2) = \arg \min_{(\tilde{s}_1, \tilde{s}_2) \in C} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)(|\hat{s}_1|^2 + |\hat{s}_2|^2) + d^2(\tilde{s}_1, \hat{s}_1) + d^2(\tilde{s}_2, \hat{s}_2) \quad (3.16)$$

C : Est l'ensemble de toutes les paires possibles de symboles modulés $(\hat{s}_1, \hat{s}_2)$. $\tilde{s}_1$ et $\tilde{s}_2$ sont deux décisions statistiques qui sont obtenus par la combinaison des signaux reçus et les informations d'état de canal CSI [28][4]. Les équations (3.17) et (3.18) de la décision statistique donné par :

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \quad (3.17)$$

$$\tilde{s}_2 = h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \quad (3.18)$$

Les décisions statiques peuvent s'écrir:

$$\tilde{s}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \quad (3.19)$$

$$\tilde{s}_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_2 - n_1^* h_1 + n_1 h_2^* \quad (3.20)$$

Donc les symboles décodés par le *ML* sont :

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{\hat{s}_1 \in S} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) |\hat{s}_1|^2 + d^2(\tilde{s}_1, \hat{s}_1) \quad (3.20)$$

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{\hat{s}_2 \in S} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) |\hat{s}_2|^2 + d^2(\tilde{s}_2, \hat{s}_2) \quad (3.21)$$

3.8.3 Code d'Alamouti (2×2)

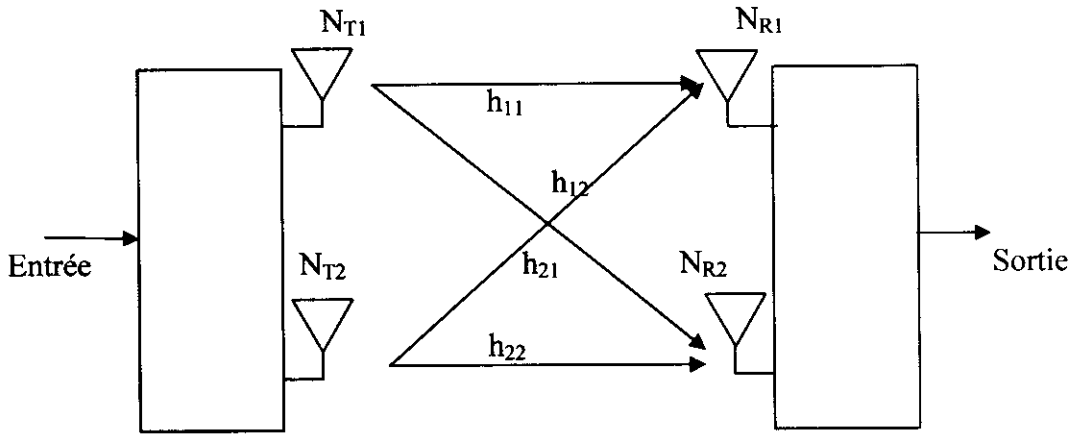


Figure 3.6 Système MIMO (2×2).

Les signaux reçus sont donnés par [23]:

$$r_{11} = h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + n_{11} \quad (3.22)$$

$$r_{12} = -h_{11}s_2^* + h_{12}s_1^* + n_{12} \quad (3.23)$$

$$r_{22} = -h_{21}s_2^* + h_{22}s_1^* + n_{22} \quad (3.24)$$

$$r_{21} = h_{21}s_1 + h_{22}s_2 + n_{21} \quad (3.25)$$

Et les décisions statiques sont :

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_{11} + h_{12} r_{12}^* + h_{21}^* r_{21} + h_{22} r_{22}^* \quad (3.26)$$

$$\tilde{s}_2 = h_{12}^* r_{11} + h_{11} r_{12}^* + h_{22}^* r_{21} + h_{21} r_{22}^* \quad (3.27)$$

3.8.4 Alamouti avec N_R élevée

Dans le cas de N_R grand, la forme matricielle s'écrit comme suit [23] [28] :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_{j1} \\ (\mathbf{r}_{j2})^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{j1} & -\mathbf{h}_{j2} \\ \mathbf{h}_{j2}^* & \mathbf{h}_{j1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{s}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{j1} \\ (\mathbf{n}_{j2})^* \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Les signaux reçus sont :

$$\mathbf{r}_{j1} = \mathbf{h}_{j1}\mathbf{s}_1 + \mathbf{h}_{j2}\mathbf{s}_2 + \mathbf{n}_{j1} \quad (3.29)$$

$$\mathbf{r}_{j2} = -\mathbf{h}_{j1}\mathbf{s}_2^* + \mathbf{h}_{j2}\mathbf{s}_1^* + \mathbf{n}_{j2} \quad (3.30)$$

$\mathbf{h}_{ji}$: Les coefficients de l'évanouissement entre l'antenne d'émission i et l'antenne de réception j .

$\mathbf{n}_{j1}$, $\mathbf{n}_{j2}$: Le bruit de l'antenne j au temps t et $t + T$.

Le récepteur construit deux décisions statistiques basées sur la combinaison linéaire des signaux reçus.

$$\tilde{s}_1 = \sum_{j=1}^{N_R} \mathbf{h}_{j1}^* \mathbf{r}_{j1} + \mathbf{h}_{j2} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |\mathbf{h}_{ji}|^2 s_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \mathbf{h}_{j1}^* \mathbf{n}_{j,1} + \mathbf{h}_{j2} (\mathbf{n}_{j2})^* \quad (3.31)$$

$$\tilde{s}_2 = \sum_{j=1}^{N_R} \mathbf{h}_{j2}^* \mathbf{r}_{j1} - \mathbf{h}_{j1} (\mathbf{r}_{j2})^* = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |\mathbf{h}_{ji}|^2 s_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \mathbf{h}_{j2}^* \mathbf{n}_{j1} - \mathbf{h}_{j1} (\mathbf{n}_{j2})^* \quad (3.32)$$

Les règles de décodage au maximum de vraisemblance pour deux signaux indépendants $\hat{\mathbf{s}}_1$ et $\hat{\mathbf{s}}_2$ sont donnés par :

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{\hat{s}_1 \in S} \left[\left(\sum_{j=1}^{N_R} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) \right) |\hat{s}_1|^2 + d^2(\tilde{s}_1, \hat{s}_1) \right] \quad (3.33)$$

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{\hat{s}_2 \in S} \left[\left(\sum_{j=1}^{N_R} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) \right) |\hat{s}_2|^2 + d^2(\tilde{s}_2, \hat{s}_2) \right] \quad (3.34)$$

3.8.5 Code de Tarokh

Le code d'Alamouti à 2 antennes d'émission a été généralisé par Tarokh afin d'être appliqué à un nombre d'antennes d'émission plus élevé. [38]

Tarokh a démontré dans [28] que l'on peut avoir un rendement supérieur ou égal à 1/2 ($R \geq 1/2$) pour un nombre quelconque d'antennes à l'émission, et un rendement de 3/4 pour trois aux quatre antennes en émission. Les codes de rendement 1/2 se nomment $\mathbf{G}_3$ et $\mathbf{G}_4$, ceux de rendement 3/4 se nomment $\mathbf{H}_3$ et $\mathbf{H}_4$ pour respectivement 3 et 4 antennes.

Les codes de Tarokh se décodent de la même manière que le code d'Alamouti, c'est-à-dire qu'à chaque code est associé matrice de canal .

La capacité de canal *MIMO* supérieur à la capacité de code *OSTBC*, $C_{\text{MIMO}} \geq C_{\text{OSTBC}}(H)$.

- Le cas du code complexe où la constellation des symboles envoyés est défini dans le domaine complexe comme des modulations *MPSK* ou *QAM*.
- Le cas du code réel où la constellation des symboles envoyés est définie uniquement sur l'axe réel comme les modulations *PAM*. C'est en fait un cas particulier des codes complexes.

3.9 Code OSTBC dans le cas réel et complexe

3.9.1 Cas de code réel

Les symboles de matrice S en réels issus d'une constellation entièrement réelle comme dans le cas de la modulation d'impulsion en amplitude (*PAM*) [35].

Le nombre des antennes d'émission $N_T = 2, 4$ et 8 . Ces codes sont à taux plein, puisque la matrice est carrée, et aussi la diversité d'émission pleine de N_T [35] [23] [28]. Les matrices de transmission sont donnés par :

Pour $N_T = 2$:

$$S_2 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2 \\ s_2 & s_1 \end{pmatrix}$$

Pour $N_T = 3$:

$$S_3 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \end{pmatrix}$$

Pour $N_T = 4$ trouvé:

$$S_4 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{pmatrix}$$

Pour $N_T = 5$:

$$S_5 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & -s_5 & -s_6 & -s_7 & -s_8 \\ s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 & -s_6 & s_5 & s_8 & -s_7 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 & -s_7 & -s_8 & s_5 & s_6 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 & -s_8 & s_7 & -s_6 & s_5 \\ s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \end{pmatrix}$$

Pour $N_T = 6$:

$$S_6 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & -s_5 & -s_6 & -s_7 & -s_8 \\ s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 & -s_6 & s_5 & s_8 & -s_7 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 & -s_7 & -s_8 & s_5 & s_6 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 & -s_8 & s_7 & -s_6 & s_5 \\ s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_6 & -s_5 & s_8 & -s_7 & s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \end{pmatrix}$$

 Pour $N_T = 7$:

$$S_7 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & -s_5 & -s_6 & -s_7 & -s_8 \\ s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 & -s_6 & s_5 & s_8 & -s_7 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 & -s_7 & -s_8 & s_5 & s_6 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 & -s_8 & s_7 & -s_6 & s_5 \\ s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_6 & -s_5 & s_8 & -s_7 & s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_7 & -s_8 & -s_5 & s_6 & s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \end{pmatrix}$$

 Pour $N_T = 8$:

$$S_8 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & -s_5 & -s_6 & -s_7 & -s_8 \\ s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 & -s_6 & s_5 & s_8 & -s_7 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 & -s_7 & -s_8 & s_5 & s_6 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 & -s_8 & s_7 & -s_6 & s_5 \\ s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_6 & -s_5 & s_8 & -s_7 & s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_7 & -s_8 & -s_5 & s_6 & s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \\ s_8 & s_7 & -s_6 & -s_5 & s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 \end{pmatrix}$$

Dans le cas de quatre antennes d'émission, Il existe quatre périodes de transmission T correspondant à chaque colonne de la matrice. Il y a aussi quatre symboles (s_1, s_2, s_3 , et s_4). Donc, pendant l'intervalle de première transmission s_1, s_2, s_3 et s_4 sont transmis, dans lequel s_1 est transmis de la première antenne, s_2 de la seconde antenne et ainsi de suite. Pendant l'intervalle de transmission suivante, $-s_2, s_1, -s_4$, et s_3 sont transmis, dans lequel $-s_2$ est transmis de la première antenne, s_1 de la seconde antenne et ainsi de suite.

3.9.2 Cas de code complexe

Les symboles transmis sur toutes les antennes sont issus d'une constellation entièrement complexe, comme dans le cas des modulations de phase (*MPSK*), de fréquence (*MFSK*) ou de la modulation d'amplitude en quadrature (*MAQ*) [35].

Pour $N_T = 2$:

$$G_2 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$$

Pour $N_T = 3, R = 1/2$:

$$G_3 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{pmatrix}$$

Pour $N_T = 4, R = 1/2$:

$$G_4 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 & s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}$$

Pour $N_T = 3$ $R = 3/4$:

$$H_3 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ s_2 & s_1^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} & \frac{(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} \end{pmatrix}$$

Pour $N_T = 4$, $R = 3/4$:

$$H_4 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2 & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ s_2 & s_1 & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-s_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} & \frac{(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{-s_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_2 - s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} & \frac{-(s_1 + s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} \end{pmatrix}$$

Les codes espace-temps en blocs orthogonaux utilisent des symboles complexes issus d'une modulation affectés par un codage à la fois en espace et en temps. Le but de ces codes est d'exploiter la diversité d'émission des systèmes multi-antennes. Cependant, ils n'exploitent pas la capacité des systèmes *MIMO* à cause de la redondance intrinsèque du code utilisé.

3.9.2.1 Algorithme de décodage pour G_3

La décision statique $\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \tilde{s}_3$ et $\tilde{s}_4$ basée sur les combinaisons linéaires des signaux reçus sont données par [4]:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} (r_{j1}h_{j1}^* + r_{j2}h_{j2}^* + r_{j3}h_{j3}^* + (r_{j5})^*h_{j1}^* + (r_{j6})^*h_{j2}^* + (r_{j7})^*h_{j3}^*) \\
 &= \rho_3 s_1 + \sum_{j=1}^{N_R} (n_{j1}h_{j1}^* + n_{j2}h_{j2}^* + n_{j3}h_{j3}^* + (n_{j5})^*h_{j1}^* + (n_{j6})^*h_{j2}^* + (n_{j7})^*h_{j3}^*) \quad (3.35)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} (r_{j1}h_{j2}^* - r_{j2}h_{j1}^* + r_{j4}h_{j3}^* + (r_{j5})^*h_{j2}^* - (r_{j6})^*h_{j1}^* + (r_{j8})^*h_{j3}^*) \\
 &= \rho_3 s_2 + \sum_{j=1}^{N_R} (n_{j1}h_{j2}^* - n_{j2}h_{j1}^* + n_{j4}h_{j3}^* + (n_{j5})^*h_{j2}^* - (n_{j6})^*h_{j1}^* + (n_{j7})^*h_{j3}^*) \quad (3.36)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_3 &= \sum_{j=1}^{N_R} (r_{j1}h_{j3}^* - r_{j3}h_{j1}^* - r_{j4}h_{j2}^* + (r_{j5})^*h_{j3}^* - (r_{j7})^*h_{j1}^* - (r_{j8})^*h_{j2}^*) \\
 &= \rho_3 s_3 + \sum_{j=1}^{N_R} (n_{j1}h_{j3}^* - n_{j3}h_{j1}^* - n_{j4}h_{j2}^* + (n_{j5})^*h_{j3}^* - (n_{j7})^*h_{j1}^* - (n_{j8})^*h_{j2}^*) \quad (3.37)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_4 &= \sum_{j=1}^{N_R} (-r_{j2}h_{j3}^* + r_{j3}h_{j2}^* - r_{j4}h_{j1}^* - (r_{j6})^*h_{j3}^* - (r_{j7})^*h_{j2}^* - (r_{j8})^*h_{j1}^*) \\
 &= \rho_3 s_4 + \sum_{j=1}^{N_R} (-n_{j2}h_{j3}^* + n_{j3}h_{j2}^* - n_{j4}h_{j1}^* - (n_{j6})^*h_{j3}^* - (n_{j7})^*h_{j2}^* - (n_{j8})^*h_{j1}^*) \quad (3.38)
 \end{aligned}$$

Où :

$$\rho_3 = 2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{ji}|^2 \quad (3.39)$$

Le décodeur ML minimise la distance métrique pour décider les valeurs de s_1, s_2, s_3 et s_4 en utilisant les formules (3.40), (3.41), (3.42) et (3.43) avec ξ est donné par la formule (3.44) [39]

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} (r_{i1}h_{i1}^* + r_{i2}h_{i2}^* + r_{i3}h_{i3}^* + r_{i5}h_{i1}^* + r_{i6}h_{i2}^* + r_{i7}h_{i3}^*) \right] - \hat{s}_1 \right|^2 - \xi|\hat{s}_1|^2 \quad (3.40)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} (r_{i1}h_{i2}^* - r_{i2}h_{i1}^* + r_{i4}h_{i3}^* + r_{i5}h_{i2}^* - r_{i6}h_{i1}^* + r_{i8}h_{i3}^*) \right] - \hat{s}_2 \right|^2 - \xi|\hat{s}_2|^2 \quad (3.41)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} (r_{i1}h_{i3}^* - r_{i3}h_{i1}^* - r_{i4}h_{i2}^* + r_{i5}h_{i3}^* - r_{i7}h_{i1}^* - r_{i8}h_{i2}^*) \right] - \hat{s}_3 \right|^2 - \xi|\hat{s}_3|^2 \quad (3.42)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} (-r_{i2}h_{i3}^* + r_{i3}h_{i2}^* - r_{i4}h_{i1}^* - r_{i6}h_{i3}^* + r_{i7}h_{i2}^* - r_{i8}h_{i1}^*) \right] - \hat{s}_4 \right|^2 - \xi|\hat{s}_4|^2 \quad (3.43)$$

Avec :

$$\xi = (-1 + 2 \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_T} |h_{ij}|^2) \quad (3.44)$$

3.9.2.2 Algorithme de décodage pour G_4

La décision statique $\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \tilde{s}_3$ et $\tilde{s}_4$ basée sur les combinaisons linéaires des signaux reçus sont données par :

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} (r_{j1}h_{j1}^* + r_{j2}h_{j2}^* + r_{j3}h_{j3}^* + r_{j4}h_{j4}^* + (r_{j5})^*h_{j1}^* + (r_{j6})^*h_{j2}^* + (r_{j,7})^*h_{j3}^* \\
 &\quad + (r_{j8})^*h_{j4}^*) \\
 &= \rho_4 s_1 + \sum_{j=1}^{N_R} (n_{j1}h_{j1}^* + n_{j2}h_{j2}^* + n_{j3}h_{j3}^* + n_{j4}h_{j4}^* + (n_{j5})^*h_{j1}^* + (n_{j6})^*h_{j2}^* + (n_{j7})^*h_{j3}^* \\
 &\quad + (n_{j8})^*h_{j4}^*) \tag{3.45}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} (r_{j1}h_{j2}^* - r_{j2}h_{j,1}^* - r_{j,3}h_{j,4}^* + r_{j,4}h_{j,3}^* + (r_{j,5})^*h_{j,2}^* - (r_{j,6})^*h_{j,1}^* - (r_{j,7})^*h_{j,4}^* \\
 &\quad + (r_{j,8})^*h_{j,3}^*) \\
 &= \rho_4 s_2 + \sum_{j=1}^{N_R} (n_{j,1}h_{j,2}^* - n_{j2}h_{j1}^* - n_{j3}h_{j4}^* + n_{j4}h_{j3}^* + (n_{j5})^*h_{j2}^* - (n_{j6})^*h_{j1}^* - (n_{j7})^*h_{j4}^* \\
 &\quad + (n_{j8})^*h_{j3}^*) \tag{3.46}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_3 &= \sum_{j=1}^{N_R} (r_{j1}h_{j3}^* + r_{j2}h_{j4}^* - r_{j3}h_{j1}^* - r_{j4}h_{j,2}^* + (r_{j5})^*h_{j3}^* + (r_{j6})^*h_{j4}^* - (r_{j7})^*h_{j1}^* \\
 &\quad - (r_{j7})^*h_{j2}^*) \\
 &= \rho_3 s_3 + \sum_{j=1}^{N_R} (n_{j1}h_{j3}^* + n_{j2}h_{j4}^* - n_{j3}h_{j1}^* - n_{j4}h_{j2}^* + (n_{j5})^*h_{j3}^* + (n_{j6})^*h_{j4}^* - (n_{j7})^*h_{j1}^* \\
 &\quad - (n_{j8})^*h_{j2}^*) \tag{3.47}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_4 &= \sum_{j=1}^{N_R} (-r_{j1}h_{j,4}^* - r_{j2}h_{j3}^* + r_{j3}h_{j2}^* - r_{j4}h_{j,1}^* - r_{j,5}h_{j4}^* - (r_{j6})^*h_{j3}^* - (r_{j7})^*h_{j2}^* \\
 &\quad - (r_{j8})^*h_{j1}^*) \\
 &= \rho_3 s_4 + \sum_{j=1}^{N_R} (-n_{j1}h_{j4}^* - n_{j2}h_{j3}^* + n_{j3}h_{j2}^* - n_{j4}h_{j1}^* - n_{j5}h_{j4}^* - (n_{j6})^*h_{j3}^* - (n_{j7})^*h_{j2}^* \\
 &\quad - (n_{j8})^*h_{j1}^*)
 \end{aligned} \tag{3.48}$$

Où :

$$\rho_4 = 2 \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{i,j}|^2 \tag{3.49}$$

Le 'écodeur ML minimise la distance métrique pour décider les valeurs de s_1, s_2, s_3 et s_4 en utilisant les formules (3.50), (3.51), (3.52) et (3.53) avec ξ est donné par la formule (3.44) [39]

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} (r_{i1}h_{i1}^* + r_{i2}h_{i2}^* + r_{i3}h_{i3}^* + r_{i4}h_{i4}^* + r_{i5}^*h_{i1} + r_{i6}^*h_{i2} + r_{i7}^*h_{i3} + r_{i8}^*h_{i4}) \right] - \hat{s}_1 \right|^2 - \xi |\hat{s}_1|^2 \tag{3.50}$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} (r_{i1}h_{i2}^* - r_{i2}h_{i1}^* - r_{i3}h_{i4}^* + r_{i4}h_{i3}^* - r_{i5}^*h_{i2} - r_{i6}^*h_{i1} + r_{i7}^*h_{i4} + r_{i8}^*h_{i1}) \right] - \hat{s}_2 \right|^2 - \xi |\hat{s}_2|^2 \tag{3.51}$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} (r_{i1}h_{i3}^* + r_{i2}h_{i4}^* - r_{i3}h_{i1}^* - r_{i4}h_{i2}^* + r_{i5}^*h_{i3} + r_{i6}^*h_{i4} - r_{i7}^*h_{i1} - r_{i8}^*h_{i2}) \right] - \hat{s}_3 \right|^2 - \xi |\hat{s}_3|^2 \tag{3.52}$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} (r_{i1}h_{i3}^* - r_{i2}h_{i4}^* + r_{i3}h_{i2}^* - r_{i4}h_{i1}^* + r_{i5}h_{i3}^* - r_{i6}h_{i4}^* + r_{i7}h_{i2}^* - r_{i8}h_{i1}^*) \right] - \hat{s}_4 \right|^2 - \xi |\hat{s}_4|^2 \quad (3.53)$$

3.9.2.3 Algorithme de décodage pour H_3

La décision statique $\tilde{s}_1, \tilde{s}_2$ et $\tilde{s}_3$ basée sur les combinaisons linéaires des signaux reçus sont données par :

$$\tilde{s}_1 = \sum_{j=1}^{N_R} \left(r_{j1}h_{j1}^* - (r_{j2})^*h_{j2} + \frac{(r_{j4} - r_{j3})h_{j3}^*}{2} - \frac{(r_{j4} - r_{j3})^*h_{j3}}{2} \right) \quad (3.54)$$

$$\tilde{s}_2 = \sum_{j=1}^{N_R} \left(r_{j1}h_{j2}^* - (r_{j2})^*h_{j1} + \frac{(r_{j4} + r_{j3})h_{j3}^*}{2} - \frac{(-r_{j3} + r_{j4})^*h_{j3}}{2} \right) \quad (3.55)$$

$$\tilde{s}_3 = \sum_{j=1}^{N_R} \left(\frac{(r_{j1} + r_{j2})h_{j3}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(h_{j1} + h_{j2})(r_{j3})^*}{\sqrt{2}} + \frac{(h_{j1} - h_{j2})(r_{j4})^*}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.56)$$

Le décodeur ML minimise la distance métrique pour décider les valeurs de s_1, s_2 et s_3 en utilisant les formules (3.57), (3.58) et (3.59) avec Ψ est donné par la formule (3.60)

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} \left(r_{i1}h_{i1}^* + r_{i2}h_{i2}^* + \frac{(r_{i4} - r_{i3})h_{i3}^*}{2} - \frac{(r_{i3} + r_{i4})^*h_{i3}}{2} \right) \right] - \hat{s}_1 \right|^2 + \Psi |\hat{s}_1|^2 \quad (3.57)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} \left(r_{i1}h_{i2}^* - r_{i2}h_{i1}^* + \frac{(r_{i4} + r_{i3})h_{i3}^*}{2} + \frac{(-r_{i3} + r_{i4})^*h_{i3}}{2} \right) \right] - \hat{s}_2 \right|^2 + \Psi |\hat{s}_2|^2 \quad (3.58)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} \left(\frac{(r_{i1} + r_{i2})h_{i3}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(h_{i1} + h_{i2})r_i^{*(3)}}{\sqrt{2}} + \frac{(h_{i1} - h_{i2})r_{i4}^*}{\sqrt{2}} \right) \right] - \hat{s}_3 \right|^2 + \psi |\hat{s}_3|^2 \quad (3.59)$$

$$\psi = \left(-1 + \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_T} |h_{ij}|^2 \right) \quad (3.60)$$

3.9.2.4 Algorithme de décodage pour H_4

La décision statique $\tilde{s}_1, \tilde{s}_2$ et $\tilde{s}_3$ basée sur les combinaisons linéaires des signaux reçus sont données par [28] :

$$\tilde{s}_1 = \sum_{j=1}^{N_R} \left(r_{j1}h_{j1}^* + (r_{j2})^*h_{j2} + \frac{(r_{j4} - r_{j3})(h_{j3}^* - h_{j4}^*)}{2} - \frac{(r_{j4} - r_{j3})^*(h_{j3} + h_{j4})}{2} \right) \quad (3.61)$$

$$\tilde{s}_2 = \sum_{j=1}^{N_R} \left(r_{j1}h_{j2}^* - (r_{j2})^*h_{j1} + \frac{(r_{j4} + r_{j3})(h_{j3}^* - h_{j4}^*)}{2} - \frac{(-r_{j3} + r_{j4})^*(h_{j3} + h_{j4})}{2} \right) \quad (3.62)$$

$$\tilde{s}_3 = \sum_{j=1}^{N_R} \left(\frac{(r_{j1} + r_{j2})h_{j3}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(r_{j1} - r_{j2})h_{j4}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(h_1^j + h_2^j)(r_{j3})^*}{\sqrt{2}} + \frac{(h_{j1} - h_{j2})(r_{j4})^*}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.63)$$

Le décodeur ML minimise la distance métrique pour décider les valeurs de s_1, s_2 et s_3 en utilisant les formules (3.64), (3.65) et (3.66) [39] sont :

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} \left(r_{i1} h_{i1}^* + r_{i2} h_{i2}^* + \frac{(r_{i4} - r_{i3})(h_{i3}^* - h_{i4}^*)}{2} - \frac{(r_{i3} + r_{i4})^*(h_{i3}^* + h_{i4}^*)}{2} \right) \right] - \hat{s}_1 \right|^2 + \psi |\hat{s}_1|^2 \quad (3.64)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} \left(r_{i1} h_{i2}^* - r_{i2}^* h_{i1}^* + \frac{(r_{i4} + r_{i3})(h_{i3}^* - h_{i4}^*)}{2} + \frac{(-r_{i3} + r_{i4})^*(h_{i3}^* + h_{i4}^*)}{2} \right) \right] - \hat{s}_2 \right|^2 + \psi |\hat{s}_2|^2 \quad (3.65)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_R} \left(\frac{(r_{i1} + r_{i2}) h_{i3}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(r_{i1} - r_{i2}) h_{i4}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(h_{i1} + h_{i2}) r_{i3}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(h_{i1} - h_{i2}) r_{i4}^*}{\sqrt{2}} \right) \right] - \hat{s}_3 \right|^2 + \psi |\hat{s}_3|^2 \quad (3.66)$$

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté quelque aspect théorique du codage spatio-temporel. spécialement le codage spatio-temporel par bloc orthogonal (OSTBC). le code d'Almouti G_2 , Tarokh de rendement 1/2 (G_3, G_4) et aussi Tarokh de rendement 3/4 (H_3, H_4) sont discutés, ainsi leurs décodage ML au niveau de récepteur.

L'analyse de BER en fonction de SNR pour différents types de modulation, diversité et rendement est nécessaire pour justifier un tel choix de système MIMO-OSTBC. Ceci fait l'objectif de dernier chapitre.

Chapitre

04

Simulation et résultats

Sommaire

4.1 Introduction

4.2 Simulation

4.3 Les étapes de simulation

4.4 Résultats de Simulations

4.5 Conclusion

4.1 Introduction

Les nouveaux systèmes de communication sans fil, exigent une bonne qualité de réception et un taux de transmission élevé. Le bruit affecte le canal, engendre des interférences et des évanouissements, ces derniers dégradent la qualité d'information reçue. La solution proposée dans ce chapitre pour résoudre ce problème est l'utilisation d'un système multi antennes MIMO combiné avec le codage OSTBC. Plusieurs simulations de BER en fonction de SNR seront présentées avec différents types de modulation, de diversité et de rendement du codage. Le but de ces simulations est de voir l'impact de l'augmentation de ces derniers sur les performances de BER sans augmentation ni de la puissance ni de la largeur de bande.

4.2 Simulation

Les simulations sont faites sous MATLAB, le modèle de canal de Rayleigh est utilisé, le bruit est considéré blanc gaussien et le canal est supposé connue dans le récepteur. Nous simulons G_2 , G_3 , G_4 , H_3 et H_4 pour les cas de $N_R = 1$ et $N_R=2$ jusqu'à 4, $N_R = 4$ et $N_R = 2$ jusqu'à 4 et $N_R = 1$ et $N_R = 1$ jusqu'à 4. Nous simulons aussi le cas de débit constant (3bits/sec/Hz) et le cas de gain de diversité constant (=12). Les constellations utilisées sont QPSK, 16 QAM et 64 QAM. Pour chaque échantillon, un bloc de 10^4 symboles va être simulé. La simulation est stoppée quand le SNR atteint 40 dB ou après la simulation de 10^4 blocs sans erreurs.

4.3 Les étapes de simulation

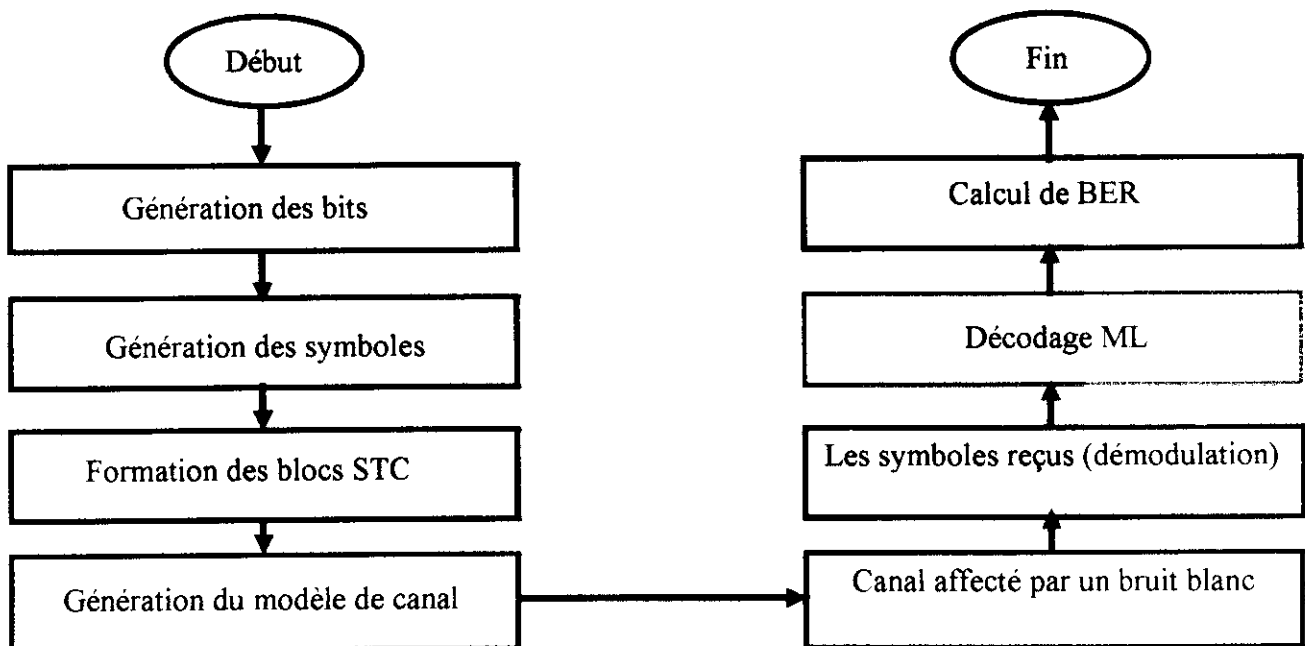


Figure 4.1 Organigramme des étapes de simulation.

4.4 Résultats de Simulation

a) Cas de $N_R=1$ avec $R=1/2$

$N_T \times N_R$	Le rendement	La constellation	Code OSTBC
2×1	1	QPSK	G_2
		16QAM	
		64QAM	
3×1	$1/2$	QPSK	G_3
		16QAM	
		64QAM	
4×1	$1/2$	QPSK	G_4
		16QAM	
		64QAM	

Tableau 4.1 Les différents scénarios de simulation pour $N_R=1$ et $R=1/2$.
BER de OSTBC pour $N_R=1$ et $R=1/2$

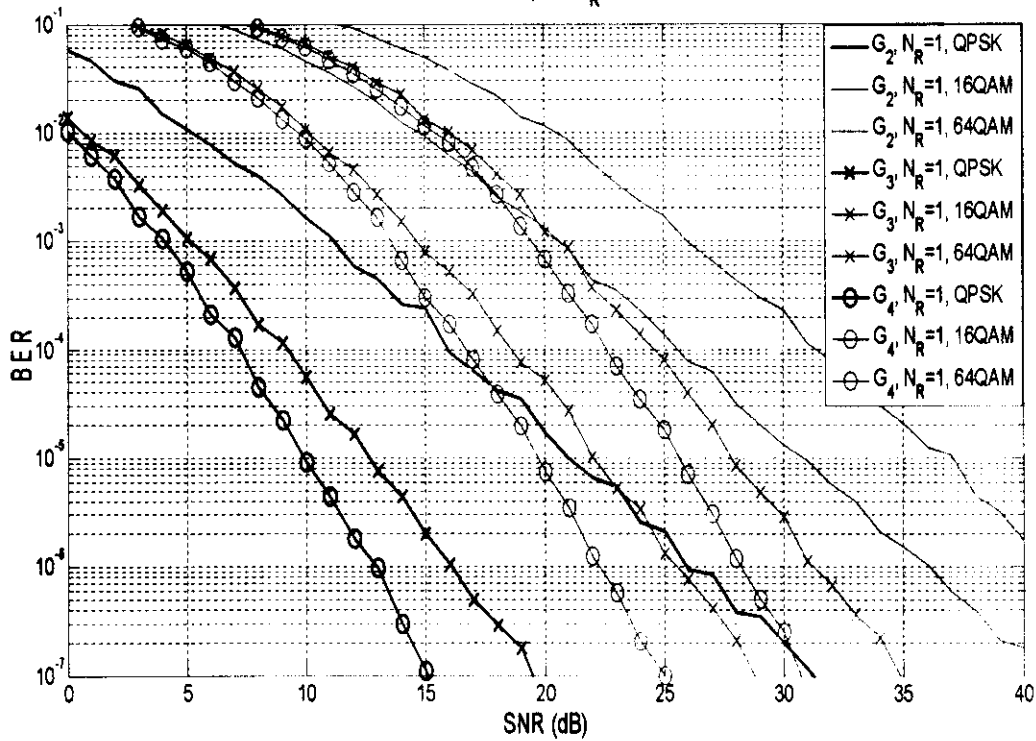


Figure 4.2 Les performances de code OSTBC pour $N_R = 1$ avec $R=1/2$.

Pour le cas de $N_R=1$ avec $R=1/2$, les résultats sont montrés dans la figure (4.2). Pour chaque code (G_2 , G_3 et G_4), les performances se dégradent avec l'augmentation de nombre de bits transmis. Pour une modulation particulière, la meilleure performance est obtenue avec G_4 suivi de G_3 et de G_2 .

b) Cas de $N_r=1$ avec $R=3/4$

$N_T \times N_R$	Le rendement	La constellation	Code OSTBC
2×1	1	QPSK	G_2
		16QAM	
		64QAM	
3×1	$3/4$	QPSK	H_3
		16QAM	
		64QAM	
4×1	$3/4$	QPSK	H_4
		16QAM	
		64QAM	

Tableau 4.2 Les différents scénarios de simulation pour $N_R=1$ et $R=3/4$.

Pour le cas de $N_R=1$ avec $R=3/4$, les résultats sont montrés dans la figure (4.3). Pour chaque code (G_2 , H_3 et H_4), les performances se dégradent avec l'augmentation de nombre de bits transmis. Pour une modulation particulière, la meilleure performance est obtenue avec H_4 suivi de H_3 et de G_2 .

Par comparaison des figures (4.2) et (4.3), on peut observer pour une modulation particulière avec un SNR haut que la meilleure performance est obtenue avec G_4 suivi de H_4 , de G_3 , de H_3 et de G_2 . Cependant pour n'importe quelle modulation et SNR bas, H_4 est surpassé par G_3 et la meilleure performance est obtenue par G_4 suivi de G_3 , de H_4 , de H_3 et de G_2 .

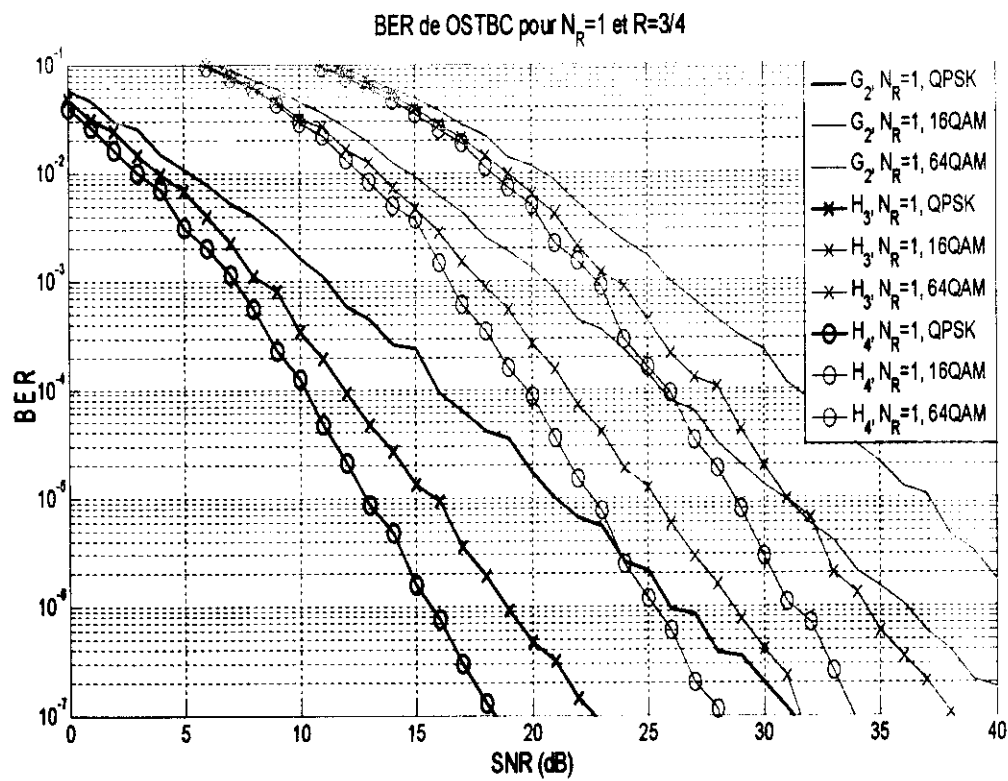


Figure 4.3 Les performances de code OSTBC pour $N_R=1$ avec $R=3/4$.

c) Cas de $N_R=4$ avec $R=1/2$

$N_T \times N_R$	Le rendement	La constellation	Code OSTBC
3×1	1	QPSK	G_3
		16QAM	
		64QAM	
3×2	$1/2$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	
3×4	$1/2$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	

Tableau 4.3 Les différents scénarios de simulation pour $N_R=4$ et $R=1/2$.

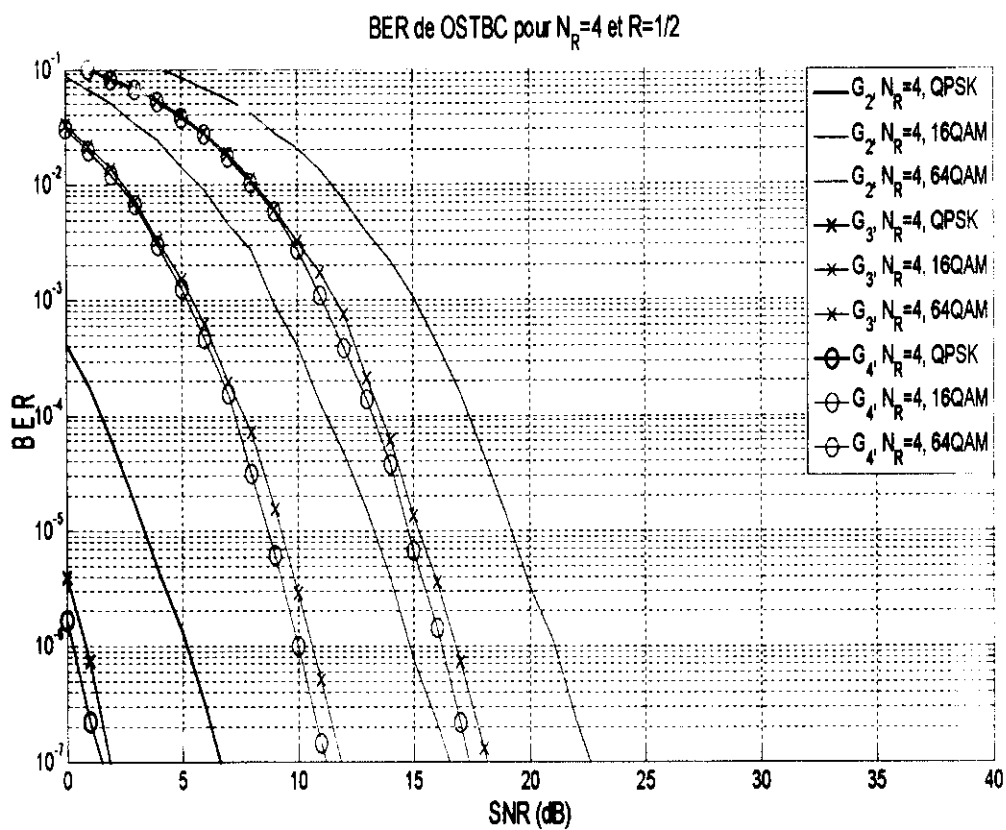


Figure 4.4 Les performances de code OSTBC pour $N_R=4$ avec $R=1/2$.

La figure (4.4) montre les performances de BER pour $N_R=3$ avec $R=1/2$. Pour une modulation particulière, la meilleure performance est donnée par G_4 suivi de G_3 et de G_2 .

d) Cas de $N_R=4$ avec $R=3/4$

$N_T \times N_R$	Le rendement	La constellation	Code OSTBC
3×1	$3/4$	QPSK	H_3
		16QAM	
		64QAM	
3×2	$3/4$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	
3×4	$3/4$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	

Tableau 4.4 Les différents scénarios de simulation pour $N_R=4$ et $R=3/4$.

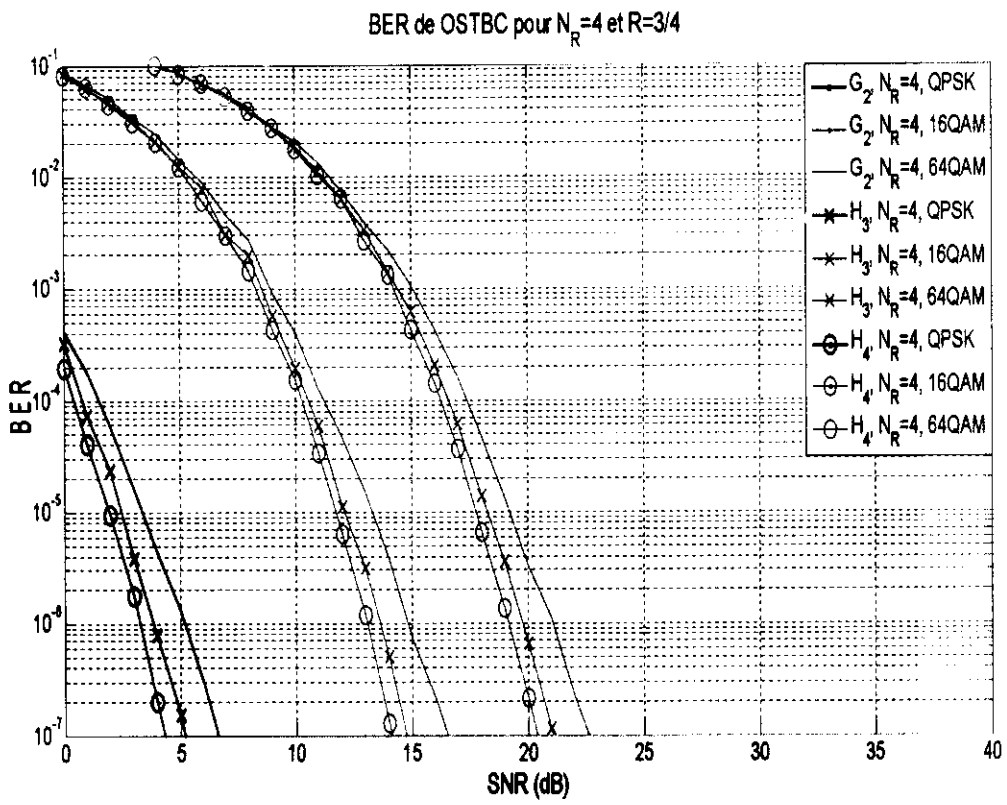


Figure 4.5 Les performances de code OSTBC pour $N_R = 3$ avec $R = 3/4$.

Pour le cas de $N_R = 3$ avec $R = 3/4$, la meilleure performance est obtenue avec H_4 suivi de H_3 et de G_2 .

A partir des figures (4.4), (4.5) et pour une modulation particulière, on peut constater que la meilleure performance est obtenue par G_4 suivi de G_3 , de H_4 , de H_3 et de G_2 . Pour un SNR bas, G_3 surpasse H_4 même avec son gain élevé parce que le taux élevé de H_4 cause un gain par symbole de canal inférieur, donc un BER haut pour un SNR particulier.

e) cas de $N_T = 4$ et $R = 1/2$

$N_T \times N_R$	Le rendement	La constellation	Code OSTBC
4×1	$1/2$	QPSK	G₄
		16QAM	
		64QAM	
4×2	$1/2$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	
4×3	$1/2$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	
4×4	$1/2$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	

Tableau 4.5 Les différents scénarios de simulation pour $N_T = 4$ et $R = 1/2$.

La courbe de BER pour le cas de $N_T = 4$ avec $R = 1/2$ pour différents types de modulation, est présentée dans la figure (de 4.6). Pour n'importe quel type de modulation et de codage, le gain d'utiliser 3 antennes supplémentaires est approximativement 14 dB.

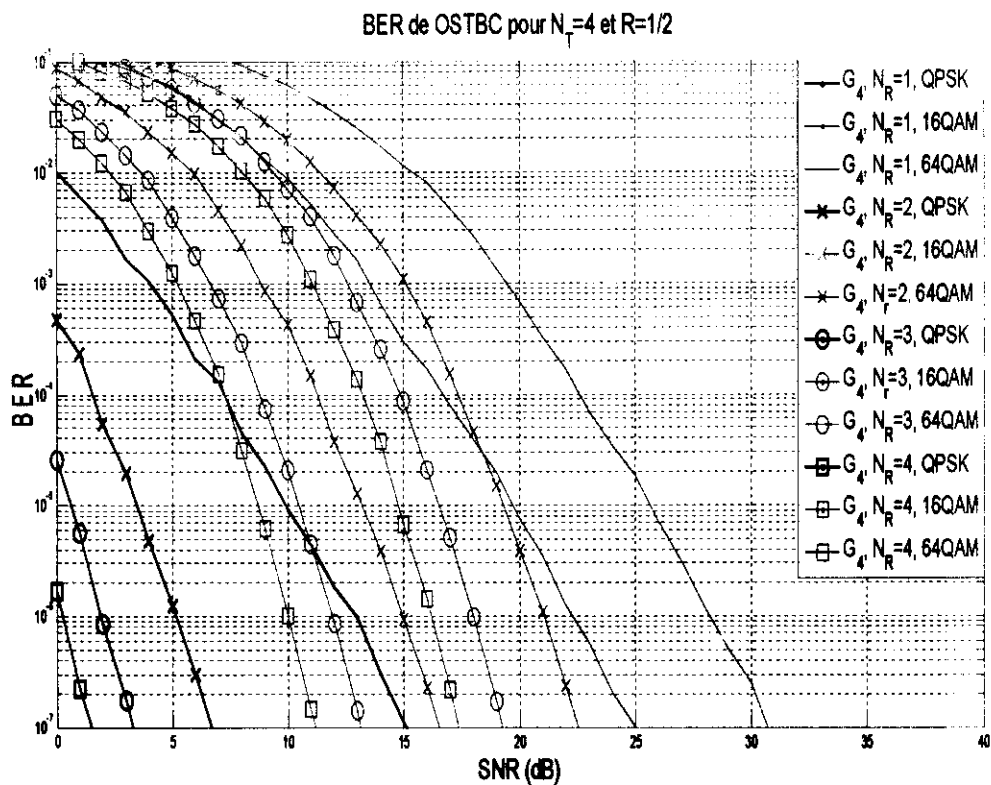


Figure 4.6 Les performances de code OSTBC pour $N_T=4$ avec $R=1/2$.

f) cas c.e $N_T = 4$ et $R = 3/4$

$N_T \times N_R$	Le rendement	La constellation	Code OSTBC
4×1	$3/4$	QPSK	H_4
		16QAM	
		64QAM	
4×2	$3/4$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	
4×3	$3/4$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	
4×4	$3/4$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	

Tableau 4.6 Les différents scénarios de simulation pour $N_T=4$ et $R=3/4$.

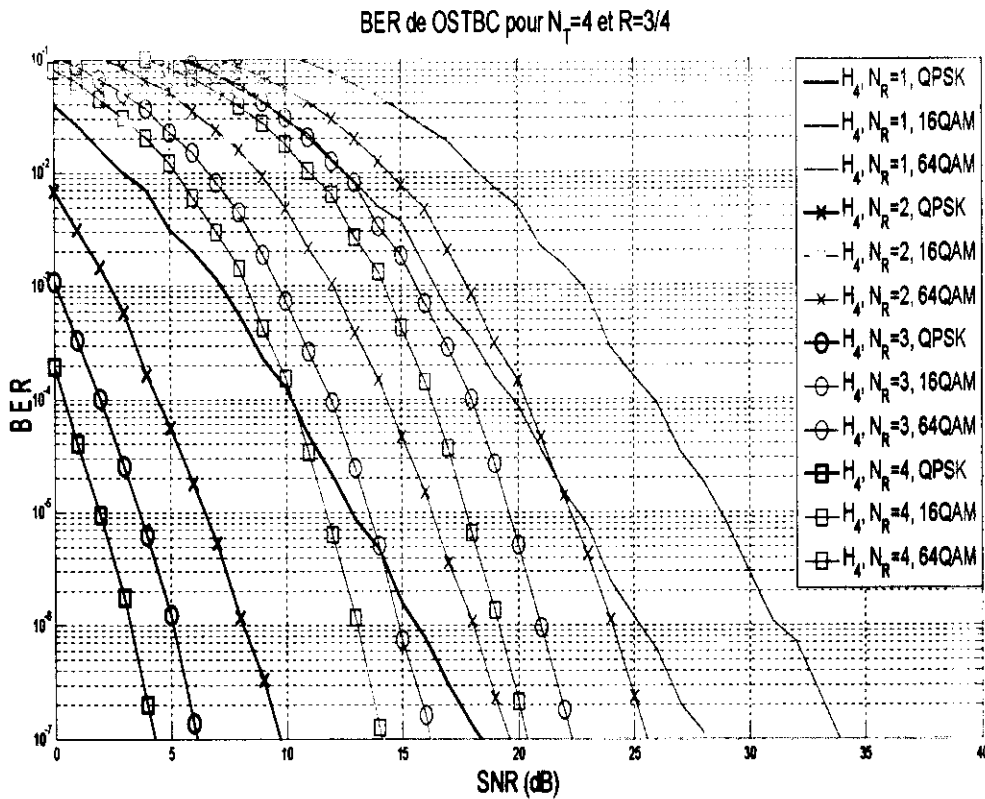


Figure 4.7 Les performances de code OSTBC pour $N_T=4$ avec $R=3/4$.

Pour le cas de $N_T=4$ et $R=3/4$, le gain d'utiliser 3 antennes supplémentaires est approximativement 14 dB.

D'après les figures (4.6) et (4.7), on observe que pour n'importe quelle modulation, G_3 et G_4 ont un gain au-dessus de H_3 et H_4 respectivement. Une autre observation intéressante est que l'exécution de G_4 avec $N_R=1$ est semblable à celle de H_4 avec $N_R=3$, tandis que G_4 avec $N_R=1$ est surpassée par H_4 avec $N_R=2$ et G_4 avec $N_R=3$ surpasse H_4 avec $N_R=4$.

g) Cas de OSTBC avec un débit de 3 bit/s/Hz

Afin de comparer équitablement les différents codes OSTBC, une comparaison avec le même débit et le même gain de diversité est nécessaire.

Pour le cas de débit égal, nous simulons H_3 et H_4 avec la modulation 16 QAM (4bits/symboles = 3 bits/sec/Hz), G_3 et G_4 avec la modulation 64 QAM (6bits/symboles = 3 bits/sec/Hz).

$N_T \times N_R$	Le rendement	La constellation	Code OSTBC
3×1	1/2	16QAM	G_3 et H_3
	3/4	64QAM	
3×2	1/2	16QAM	
	3/4	64QAM	
3×4	1/2	16QAM	
	3/4	64QAM	
4×1	1/2	16QAM	G_4 et H_4
	3/4	64QAM	
4×2	1/2	16QAM	
	3/4	64QAM	

Tableau 4.7 Les différents scénarios de simulation pour le cas de débit 3 bits/sec/Hz.

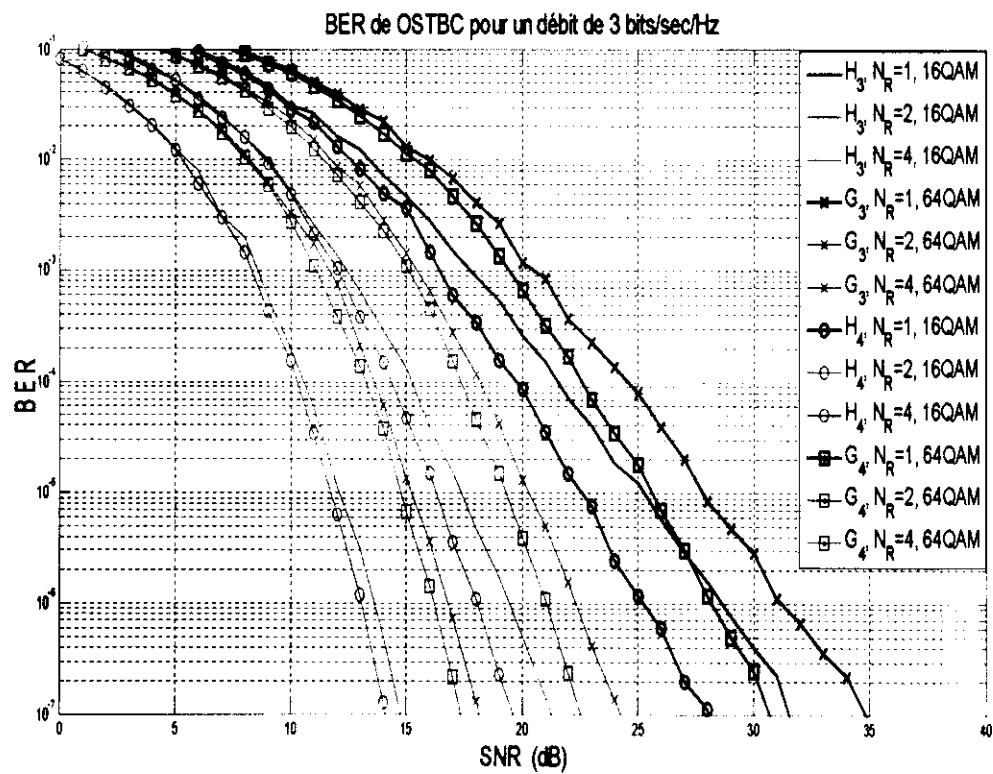


Figure 4.8 Les performances d’OSTBC pour un débit de 3 bits/s/Hz.

Les résultats pour $N_R=1$, $N_R=2$ et $N_R=4$ sont présentés sur la figure (4.8). L'augmentation de la diversité de réception engendre les meilleures performances dans tous les cas. Généralement un gain de 3 dB plus élevé pour le cas de 16 QAM et $R=1/2$ par rapport l'utilisation de 64 QAM et $R=3/4$, pour le même nombre d'antennes d'émission. Il est particulièrement intéressant de noter que chez SNR haut et $N_R=1$, 64 QAM G_4 surpasse 16 QAM H_3 tandis qu'à SNR bas et $N_R=1$, 16 QAM H_3 surpasse 64 QAM G_4 .

h) cas d'OSTBC avec un gain de diversité égale à 12

Pour obtenir la courbe de BER pour le cas de diversité égale à 12, nous simulons G_2 avec $N_R=6$, G_3 et H_3 avec $N_R=4$ et G_4 , H_4 avec $N_R=3$.

$N_T \times N_R$	Le rendement	La constellation	Code OSTBC
2×6	$1/2$	QPSK	G_2
		16QAM	
		64QAM	
3×4	$1/2$	QPSK	G_3 et H_3
		16QAM	
		64QAM	
	$3/4$	QPSK	
		16QAM	
		64QAM	
4×3	$1/2$	QPSK	G_4 et H_4
		16QAM	
		64QAM	
	$3/4$	QPSK	
		16QAM	
		6QAM	

Tableau 4.8 Les différents scénarios de simulation pour le cas de diversité égale 12.

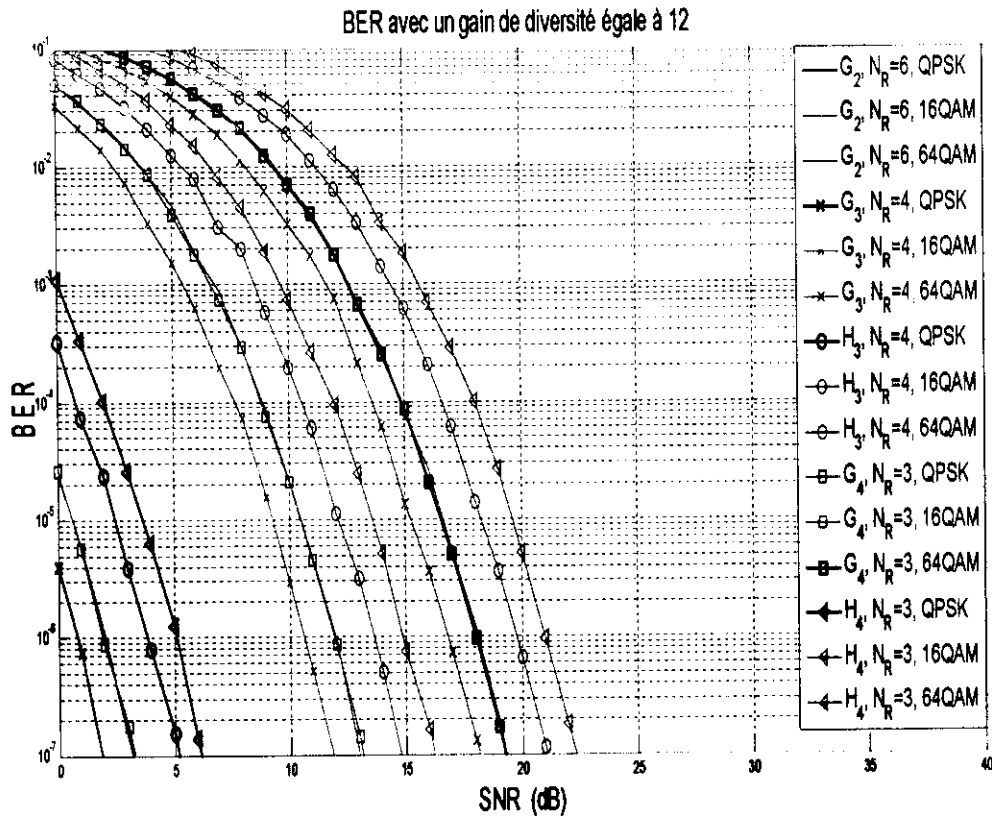


Figure 4.9 Les performances d'OSTBC pour un gain de diversité égale à 12.

De la figure (4.9), nous voyons que peu d'antennes d'émission et plus d'antennes de réception donnent la meilleure performance, G_3 et H_3 avec $N_R = 4$ ont un gain de 2 dB au-dessus de G_4 et H_4 avec $N_R = 3$. Il est également intéressant de remarquer que G_2 avec $N_R = 6$ a la même performance de G_4 avec $N_R = 3$, cette observation suggère qu'il ait une limite supérieure dont laquelle il est mieux d'utiliser plus d'antennes d'émission N_T et peu d'antennes de réception N_R . Utiliser peu d'antennes N_R et plus d'antennes N_T est très important parce que il est plus économique d'augmenter le nombre de N_T à la station de base qu'augmenter le nombre de N_R à toutes les stations mobiles.

4.5 Conclusion

A la fin de ce chapitre on peut conclure que, le gain de diversité élevé n'implique pas toujours une meilleure exécution, ceci a été observé quand G_3 surpasse H_4 à SNR bas pour $N_R = 1$ et aussi pour $N_R = 2$ jusqu'à $N_R = 4$ (quel que soit le SNR). Similairement le même gain de diversité n'implique pas toujours les mêmes performances, ceci a été particulièrement démontré quand G_3 surpasse tous les autres cas pour le même gain de diversité.

L'utilisation de plus d'antennes de réception donne les meilleures performances ($G_3 H_3 N_R = 4$ et $G_4 H_4 N_R = 3$) jusqu'à une limite supérieure où il est préférable d'augmenter le nombre d'antennes d'émission (cas de $G_2 N_R = 6$ et $G_4 N_R = 3$).

Donc il est préférable d'utiliser un ordre de constellation bas avec un taux de codage élevé, qu'utiliser un ordre de constellation élevé avec un taux de codage élevé.

Conclusion générale

La demande croissante en terme de débit de données exigée par de nouveaux services multimédia et d'une meilleure qualité de service pour les communications mobiles et sans fils nécessite de proposer de nouvelles techniques pour augmenter la capacité du canal de transmission sans fils. La technique des antennes multiples présente une bonne solution.

Pour ceci nous avons étudié et détaillé les bases théoriques des canaux radio mobiles, ainsi les modèles utilisés pour modéliser ces canaux multi antennes. Cette étude nous a permis de dégager les performances de tels systèmes en fonction de plusieurs facteurs. Parmi ces facteurs le nombre des antennes utilisées et les technique de diversité spatiale et temporelle.

Ces techniques de codages spatio-temporels exploitant la diversité spatiale des canaux multi antennaires combinée à la diversité temporelle sont utilisées pour faire face aux différents problèmes qui affectent ces systèmes radio tels que l'interférence et l'évanouissement, donc augmenter la robustesse de ses systèmes.

Ces codes spatio-temporels se divisent en deux familles: les codes spatio-temporels en treillis (STT) et les codes spatio-temporels en bloc (STB). Dans notre travail, les codes spatio-temporels en bloc sont présentés seuls spécialement le code d'Alamouti (G_2) et le code de Tarokh (G_3 , G_4 , H_3 et H_4) parce que elles sont plus intéressants sur le plan pratique.

Au cours de ce travail nous avons simulé G_2 , G_3 , G_4 , H_3 et H_4 pour les cas de $N_R=1$ et $N_T=2$ jusqu'à 4, $N_R=4$ et $N_T=2$ jusqu'à 4, $N_T=1$ et $N_R=1$ jusqu'à 4. Nous avons simulé aussi le cas de débit constant (3bits/sec/Hz) et le cas de gain de diversité constant (=12). Les constellations utilisées sont QPSK, 16 QAM et 64 QAM.

Après ces simulations nous avons conclu que le gain de diversité élevé n'implique pas toujours une meilleure exécution, ceci a été observé quand G_3 surpasse H_4 à SNR bas pour $N_R=1$ et aussi pour $N_R=2$ jusqu'à $N_R=4$ (quel que soit le SNR). Similairement le même gain de diversité n'implique pas toujours les mêmes performances, ceci a été particulièrement démontré quand G_3 surpasse tous les autres cas pour le même gain de diversité. L'utilisation de plus d'antennes de réception donne les meilleures performances (G_3 H_3 $N_R=4$ et G_4 H_4 $N_R=3$) jusqu'à une limite supérieure ou il est préférable d'augmenter le nombre d'antennes

d'émission (cas de $G_2 N_R = 6$ et $G_4 N_R = 3$). Donc il est préférable d'utiliser un ordre de constellation bas avec un taux de codage élevé, qu'utiliser un ordre de constellation élevé avec un taux de codage élevé.

Les perspectives de ce travail sont multiples. Il serait intéressant d'étudier le comportement des systèmes MIMO-OFDM qui utilise le principe de diversité fréquentielle. La bande de signal est divisée en plusieurs sous bandes dont la largeur de chaque sous bande doit être à l'ordre de la bande de cohérence du canal, donc passer d'un canal sélectif en fréquence à plusieurs sous canaux non sélectifs en fréquence. L'étude d'un code externe (Turbo codes ou LDPC) avec OSTBC serait alors intéressant pour essayer de s'approcher à la capacité théorique d'un canal multi antenne.

Annexe A:

Les récepteurs ZF et MMSE

Au niveau de récepteur de système multi antennaire plusieurs types utiliser pour trouver une bonne qualité se signal et sans bruit.

Récepteur linéaire du Forçage à Zéro (ZF)

Ce récepteur est le plus simple et en général, le moins performant. Il cherche à annuler les contributions des autres émetteurs sur chaque symbole. Ceci revient à inverser la matrice de transfert du canal (chaque antenne émis un symbole différent a l'autre).

$$\tilde{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^*)^{-1}\mathbf{H}^*\mathbf{r}$$

Où

$\mathbf{r}$: Signal reçus.

Lorsque $\mathbf{H}$ est mal conditionné, son inversion multiplie le bruit, qui dégrade alors sérieusement les performances à faible RSB. Autrement dit, l'annulation complète des interférences entre symboles (IES) peut dégrader les performances en augmentant le bruit. Si $\mathbf{H}$ n'est pas de rang plein ($\text{rang}(\mathbf{H}) < N_T$) seuls k symboles peuvent être démodulés pour chaque vecteur de N_T symboles.

Récepteur linéaire MMSE

Ce critère minimise l'erreur moyenne quadratique due à la fois au bruit et aux interférences entre symboles (IES), par contre au récepteur ZF qui ne s'occupe que des interférences entre symboles. Lors expression est bien définit :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \left(\mathbf{H}\mathbf{H}^* + \frac{N_T}{\rho} \mathbf{I}_{N_R} \right)^{-1} \mathbf{H}^*\mathbf{r}$$

Avec

ρ : Le RSB moyen par antenne de réception.

Remarque

Ce récepteur résiste mieux au bruit que le récepteur ZF, mais ne sépare pas parfaitement les sous-canaux. À haut RSB, le récepteur MMSE tend vers le récepteur ZF car ρ limite à l'infini.

Références Bibliographiques

- [1] O. Picon. Les Antenne: théorie, conception et applications. *Dunoud*, 2009.
- [2] G. J. Foschini, and M. J. Gans. "On the limits of wireless communications in fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Communications*, 6, pp. 311–335, 1998.
- [3] E. Telatar. "Capacity of multiple antenna Gaussian channels", AT&T Bell Laboratories, *Technical Report* 1995.
- [4] A. Molisch. *Wireless Communications*. Wiley-IEEE Press, 2005.
- [5] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. Smith, and A. Naguib. "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal on selected areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281–302, 2003.
- [6] L. Dai, S. Zhou, H. Zhuang, and Y. Yao. "Closed-loop MIMO architecture based on water-filling," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 25, pp. 1718–1720, 2002.
- [7] K. Zheng, L. Huang, W. Wang, and G. Yang. "TD-CDM-OFDM: Evolution of TD SCDMA toward 4G," *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, no. 1, pp. 45–52, 2005.
- [8] H. Sampath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg, and A. Paulraj. "A fourth-generation MIMO OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 9, pp. 143–149, 2002.
- [9] "IEEE P802.11n/D5.0," *Technical Report*. May 2008.
- [10] H. Niu and Ngo. "Diversity and Multiplexing Switching in 802.11n MIMO Systems," *ACSSC'06*, 2006, pp. 1644–1648.
- [11] S. Vialle, "Construction et analyse de nouvelles structures de codage de canal adaptées au traitement itératif". Thèse de doctorat, France, 19 décembre 2000.
- [12] R. Basel. "Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi antennes". Thèse de doctorat, université de rennes I, France, 2008.
- [13] Site web : www.coulon.perso.enseeiht.fr/transp_Canal. 2012.
- [14] N. Abdelmottaleb. "Contribution à la caractérisation et à la modélisation des canaux MIMO". Thèse de doctorat, université de Lille I. France, 10 juin 2009.
- [15] L. Xiang. "Un modèle hybride statistique/déterministe du canal LMS en environnements complexes". Thèse de doctorat, université de Poitiers. France, 17 décembre 2010.
- [16] J. Ammar, et H. Ben Ahmed. "Etude de codage espace temps en bloc pour le système MIMO". Mémoire de fin d'étude, université de monastir. Tunis, 24/05/2010.
- [17] A.K. Baouni. "Estimation du Canal et Elimination des Interférences ICI dans les Communications Mobiles avec Modulation OFDM". Mémoire, Alegrie.
- [18] O. Berder. "Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes". Thèse de doctorat, université de Bretagne Occidentale, 2002.

- [19] E. Bouquet. "Conception et réalisation d'un modem radio COFDM dans la bande des 2.45 Ghz pour des applications a fort mobilité". Thèse de doctorat, France, 12 décembre 2006.
- [20] H. Hijazi. "Estimation de canal à évolution rapide dans le système à modulation OFDM". Thèse de doctorat, 25 Novembre 2006.
- [21] W. Jaffar. "Analyse des performances de réseaux coopératifs à relais multiples". Thèse de doctorat, université de Montréal, Canada, Novembre 2009.
- [22] Y. Chartois. "Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application hyperLAN2". Thèse de doctorat, l'école nationale supérieure des télécommunications de Bretagne, France, 2005.
- [23] A.D. Kora. "Architecteur de système multi-antennes et estimation de canal". Thèse de doctorat, université de Limoges, France, 16 novembre 2007.
- [24] S.E. Morry. " Modulation à porteuse multiples avec accès par répartition des codes". Thèse de doctorat, université de Montréal, Canada, 7 Mai 199.
- [25] S. Reynaud. Modélisation hybride du canal radio mobile en environnement indoor complexe. Application aux systèmes sans fil". Thèse de doctorat, université de limoges, France, 19 Mai 2006.
- [26] E.M. Driouch. "Allocation des ressources et ordonnancement dans des systèmes MIMO-CDMA". Mémoire, France, Janvier 2009.
- [27] J. Ietessier. " Performances théoriques de systèmes MIMO prés égalisés et applications avec un simulateur de propagation 3D". Thèse de doctorat, université Bretagne occidentale, France, 25 Novembre 2005.
- [28] M. Jankirman. Space time code and MIMO system. *Artech House Boston*, London, 2004.
- [29] A. Goldsmith. wireless communications. *Université de Cambridge*, USA, 2005.
- [30] P.J. Bouvet. "Récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes". Thèse de doctorat, université l'INSA de Rennes, France, 13 Décembre 2005.
- [31] S. Daumont. "Techniques de démodulation aveugle en interception de signaux MIMO. Thèse de doctorat, France, 2009.
- [32] A. Diallo. "Système multi antennes pour diversité et MIMO". Thèse de doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, France, 2007.
- [33] F. Guillaume. "Diversité Temps Espace, Turbo détection, Systèmes en Couches" .Thèse de doctorat, université de limoges, France, 4 Juillet 2006.
- [34] Site web: www.supcom.mincom. 2012.
- [35] M. Syed, et B. Jamalullil. "Transmission multiple porteuses utilisant un codage détecteur/correcteur d'erreur de type LDPC sur canaux MIMO Détection multiutilisateurs,

Turbo égalisation, Diversité Temps, Espace, Fréquence". Thèse de doctorat, université de Limoges, France, 31 Mars 2005.

[36] Y. Mazen. "Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA". Thèse de doctorat, université Paul Verlaine-Metz, France, 2009.

[37] Site web: www.wikipedia.org. 2012

[38] L. Vincent. "Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multi-porteuses". Thèse de doctorat, université d'institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 16 novembre 2006.

[39] M. Luis et C. Peña, MIMO Space-Time Block Coding (STBC): Simulations and Results. Avril 2009.

Abstract

In the mobile communications, we have needs for the services and applications with a better quality and high transmission rate. Data are transmitted over a channel that is affected by noise, thus affect quality of data received, and thus can degrade the received information (introduction of interference and fading). Increasing bandwidth and power transmission would solve the problem, however, it is not reliable, because increasing the power transmission of mobile terminals, there would cause an increase in battery size, price, increasing the size of mobile terminals and the fact there is could be detrimental to our health. Increasing the bandwidth solves the problems of errors and low transmission rate, but it is a price to pay, the spectrum allocation is limited and expensive, so this technique is not feasible. This thesis aims to provide efficient solutions to improve the efficiency of power and system reliability, namely to achieve a good quality of reception with a low power consumption on the hands of the user. System reliability is improved through the implementation of MIMO (Multi In Multi Out) system with OSTBC (Orthogonal Space Time Block Coding). MIMO-OSTBC with 2, 3 and 4 transmit antennas are explored and implemented in MATLAB. Performances of bit error rates are analyzed using QPSK, 16 QAM and 64 QAM modulation schemes.

Key word MIMO, OSTBC, QPSK, QAM and BER.

Résumé

Dans les communications mobiles, nous avons besoins des services et des applications avec une meilleure qualité et un taux de transmission élevé. Les données sont transmises dans un canal affecté par le bruit, ceci affecte la qualité des données reçues et peut dégrader ainsi l'information reçue (introduction des interférences et des évanouissements). Augmenter la largeur de la bande passante et la puissance de transmission résoudrait le problème mais ne sont pas viables parce que l'augmentation de la puissance de transmission aux niveaux des terminaux mobiles causerait une augmentation de la taille de batterie et donc l'augmentation de la taille des terminaux mobiles. L'augmentation de la largeur de bande résout les problèmes des erreurs et du taux de transmission bas, mais il y a un prix à payer, l'attribution du spectre est limitée et chère, donc cette technique n'est pas faisable. Ce mémoire vise à fournir des solutions alternatives pour améliorer l'efficacité de la puissance et la robustesse du système à savoir d'atténuer la mauvaise qualité de réception avec une consommation de puissance faible dans le terminal. La robustesse du système est améliorée par l'exécution du système MIMO avec OSTBC. Les performances avec 2, 3 et 4 antennes de transmission, sont explorées et implémentées dans MATLAB. Les performances de taux d'erreur binaire sont analysées en utilisant les modulations BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM.

Mots clés : MIMO, OSTBC, QPSK, QAM et TEB.

ملخص

في الاتصالات المتنقلة، نحتاج إلى خدمات و التطبيقات مع نوعية جيدة ونسبة إرسال عالية. البيانات المرسله عبر القناة تتأثر بالضوضاء وهذا يؤثر على نوعية المعلومات المستقبلة. هكذا يمكن أن يخفض المعلومات المستقبلة (إدخال التداخلات و التداخلات). رفع عرض الحزمة و الطاقة الإرسال سيحلان هذه المشكلة لكن الزيادة في طاقة المحطات الفرعية (الهاتف النقال) تسبب في ازدياد حجم سعر البطارية. كذلك ازدياد حجم المحطات الفرعية كمائه يمكن أن يكون ضار على صحة الأفراد. أما زيادة في عرض الحزمة، فإن تكلفته عالية كما أن تخصيص الحزمة (الطيف) محدود و غال، إذا هذه التقنية ليست عملية. هذه مذكرة تهدف إلى التزويد بحلول فعالة لتحسين فعالية الطاقة و النظام. هذا يعني لتحقيق نوعية جيدة للاستقبال مع استهلاك منخفض للطاقة في المحطات. فعالية النظام تحسن من خلال تطبيق نظام MIMO (متعدد المدخلات متعدد المخرجات) مع نظام OSTBC (تشفير زمن فضاء بكتل متعامدة). MIMO-OSTBC ينجزه و يطبق في الماتلاب مع 2,3 و 4 هوائيات للإرسال. نتائج نسبة خطأ تحليل باستعمال التضمينات 16QAM, QPSK و 64QAM.

الكلمات الدالة : MIMO, OSTBC, QPSK, QAM et TEB.

