



UNIVERSITE D'ANTANANARIVO

**INSTITUT D'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ANTSIRABE VAKINANKARATRA (IES-AV)**

MENTION TELECOMMUNICATION



MEMOIRE

en vue de l'obtention du diplôme de :

Grade : MASTER

Titre : INGENIEUR

Domaine : Sciences de l'Ingénieur

Mention : Télécommunication

Parcours : Ingénierie des Radiocommunications (IRC)

Par : **RANDRIAMANJATO Nanampy Onitina**

***Titre* : ANALYSE DE LA PERFORMANCE D'UNE TRANSMISSION MULTI-
ANTENNAIRE**

Soutenu le 17 Mai 2019 à 10 h 00 devant la Commission d'Examen composée de :

***Président de Jury* : RANDRIAMITANTSOA Paul Auguste, Professeur Titulaire**

***Examineurs* : ANDRIANAIVONDRIAKA Nirina Alain, Docteur en Télécommunication**

RANDRIAMITANTSOA Andry Auguste, Docteur HDR en Télécommunication

RANDRIANARISOA Voahary Finaritra, Docteur en Images

***Directeur de mémoire* : RANDRIANANDRASANA Marie Emile, Docteur en Télécommunication**

TENY FISAORANA

Eto am-piandohana dia indro izaho manolotra fisaorana ho an'Ilay Mpahary antsika izay nitari-dalana sy nanome herim-po ka nahafahana nanatanteraka antsakany sy andavany izao asa izao. Manolotra fisaorana feno ho an'Andriamatoa RAVELOMANANA Mamy, Profesora Laharana Voalohany, Filohan'ny Oniversiten'Antananarivo sy ho an'Andriamatoa Talen'ny Ivompampianarana Ambaratonga Ambony Antsirabe Vakinankaratra na ny « Institut d'Enseignement Superieur Antsirabe Vakinankaratra, Andriamatoa RAJAONARISON Eddie Franck, Dokotera Mpampianatra Mpikaroka.

Fisaorana lehibe ihany koa no indro atolotra ho an'ireo Mpanabe sy Mpampianatra rehetra eto anivon'ny sampana Fifandraisan-davitra, tsongaina manokana amin'izany Andriamatoa RANDRIANANDRASANA Marie Emile, Dokotera amin'ny fifandraisan-davitra, tompon'andraikitra voalohany ny sampana Fifandraisan-davitra, izay nanao ny ezaka rehetra teo amin'ny fampadehanan-draharaha sy nampirindra ny fampianarana.

Ankasitrahiko manokana ihany koa izy nanoro lalana manokana ary nanoro hevitra tamin'ny fanatontosaina ity asa ity.

Fisaorana lehibe dia lehibe ihany koa no indro atolotra ireo mambra rehetra izay naneho ny heviny sy nitsara ity asa ity anisan'izany :

- Andriamatoa RANDRIAMITANTSOA Paul Auguste, Profesora Laharana Voalohany
- Andriamatoa ANDRIANAIVONDRIAKA Nirina Alain, Dokotera amin'ny fifandraisan-davitra
- Andriamatoa RANDRIAMITANTSOA Andry Auguste, Dokotera HDR amin'ny fifandraisan-davitra
- Ramatoa RANDRIANARISOA Voahary Finaritra, Dokotera amin'ny fikirakirana ny sary

Manolotra fisaorana ho an'ny fianakaviana rehetra ihany koa ny tenako tamin'ny fanohanana aratsaina sy ara-moraly nandritra ny fianarana natao.

Ary farany, misaotra eram-po sy eran-tsaina ho an'ireo olona rehetra izay nanampy sy nanohana na ara-torohevitra na ara-materialy tamin'ny fanatontosana izao asa izao.

REMERCIEMENTS

Je rends grâce au Seigneur pour m'avoir guidé et donné du courage afin de mener ce travail à terme.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur RAVELOMANANA Mamy, Professeur Titulaire, Président de l'Université d'Antananarivo, et au Directeur de l'Institut d'Enseignement Supérieur Antsirabe Vakinankaratra, Monsieur RAJAONARISON Eddie Franck, Maîtres de Conférences.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous les Enseignants au sein de la Mention Télécommunication, particulièrement à Monsieur RANDRIANANDRASANA Marie Emile, Docteur en Télécommunication, Responsable de Mention Télécommunication, qui a consacré ses efforts pour le bon déroulement de notre formation.

Je lui exprime aussi mes profondes gratitude pour m'avoir orienté et conseillé quant à la manière dont j'ai mené la réalisation de ce travail.

Mes remerciements vont aussi au président du Jury et aux membres du Jury qui ont bien voulu émettre leurs opinions dans la valorisation et l'évaluation de cet écrit en tant qu'examineurs :

- Monsieur RANDRIAMITANTSOA Paul Auguste, Professeur Titulaire
- Monsieur ANDRIANAIVONDRIAKA Nirina Alain, Docteur en Télécommunication
- Monsieur RANDRIAMITANTSOA Andry Auguste, Docteur HDR en Télécommunication
- Madame RANDRIANARISOA Voahary Finaritra, Docteur en Images

Je tiens aussi à remercier ma famille à mon égard dans leurs soutiens tant affectifs et moraux durant mes études.

Enfin, je remercie sincèrement les personnes que j'ai été amenée à solliciter au cours de ce travail. J'exprime mes sincères reconnaissances à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.

TABLE DES MATIERES

TENY FISAORANA	i
REMERCIEMENTS.....	ii
TABLE DES MATIERES	iii
NOTATIONS ET ABREVIATIONS.....	vi
LISTES DES TABLEAUX ET DES FIGURES	x
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1 GENERALITES SUR LA TECHNOLOGIE MIMO	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Présentation d'un système MIMO	3
1.2.1 Principe de fonctionnement.....	4
1.2.2 Intérêt de la transmission sur plusieurs antennes	5
1.2.3 Limite de Shannon.....	5
1.3 Architecture et caractérisation	6
1.3.1 Système SISO (Single Input Single Output).....	6
1.3.2 Système MISO (Multiple Input Single Output).....	6
1.3.3 Système SIMO (Single Input Multiple Output).....	7
1.3.4 Système MIMO (Multiple Input Multiple Output).....	8
1.4 Modèle du canal MIMO	9
1.5 Capacité du canal MIMO.....	10
1.6 Domaine d'utilisation de la technologie MIMO.....	11
1.6.1 La technologie MIMO dans WiMAX.....	12
1.6.2 La technologie MIMO dans WiFi.....	12
1.7 Avantages de la technologie MIMO	12
1.8 Conclusion	12
CHAPITRE 2 CODAGE SPATIO-TEMPOREL	14
2.1 Introduction.....	14
2.2 Notion de diversité	14
2.2.1 Diversité spatiale	14

2.2.2 Diversité de polarisation	15
2.2.3 Diversité temporelle	15
2.2.4 Diversité fréquentielle.....	16
2.2.5 Diversité spatio-temporelle	16
2.3 Codage spatio-temporel.....	17
2.3.1 Codes spatio-temporels en treillis ou STTC.....	18
2.3.2 Codes spatio-temporels en bloc ou STBC	19
2.4 Algorithmes de réception associés aux systèmes MIMO	29
2.4.1 Critère de forçage à zéro.....	29
2.4.2 Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM).....	30
2.4.3 Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV)	30
2.4.4 Annulations successives d'interférences ordonnées (V-BLAST)	30
2.5 Technique de modulation.....	31
2.5.1 Définitions et appellations	31
2.5.2 Principe de modulation numérique.....	32
2.5.3 Modulation par déplacement de phase (PSK)	34
2.5.4 Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (QAM)	36
2.5.5 Constellations M-QAM.....	37
2.6 Conclusion	38
CHAPITRE 3 MULTIPLEXAGE SPATIAL	39
3.1 Introduction.....	39
3.2 Système MIMO à base de multiplexage spatial	39
3.2.1 Architecture H-BLAST.....	40
3.2.2 Architecture D-BLAST.....	41
3.2.3 Architecture Turbo-BLAST.....	42
3.2.4 Architecture V-BLAST	42
3.3 Réception de V-BLAST	46
3.3.1 Récepteur ZF	47
3.3.2 Détection de V-BLAST	47
3.4 Conclusion	48
CHAPITRE 4 SIMULATION D'ANALYSE DE LA PERFORMANCE D'UNE TRANSMISSION MULTI-ANTENNAIRE	49
4.1 Introduction.....	49

4.2 Langage utilisé	49
4.3 Simulation.....	49
<i>4.3.1 Analyse de la capacité du canal</i>	<i>50</i>
<i>4.3.2 Multiplexage spatial associé aux différents algorithmes de réception</i>	<i>52</i>
<i>4.3.3 Comparaison de la diversité d'émission et la diversité de réception</i>	<i>54</i>
<i>4.3.4 Mesure de BER (Bit Error Rate) d'une transmission MIMO (Simulink).....</i>	<i>55</i>
<i>4.3.5 Performance du codage spatio-temporel</i>	<i>58</i>
4.4 Conclusion	60
CONCLUSION GENERALE	61
ANNEXES	63
BIBLIOGRAPHIES	66
FICHE DE RENSEIGNEMENTS	69

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

1. Minuscules latines

b	Bruit
dB	Décibel
\det	Déterminant
h_{nm}	Coefficient d'atténuation complexe
\log_2	Logarithme à base 2
max	Valeur maximale
min	Valeur minimale
n_k	Etat du treillis à l'instant k
r	Signal reçu sous forme matricielle
t	Temps
$y(k)$	Signal reçu

2. Majuscules latines

B_c	Bande de cohérence du canal
C	Capacité du canal
H	Matrice du canal
I	Matrice unité
N_0	Densité spectrale de puissance de bruit

N_r	Nombre d'antenne de réception
N_t	Nombre d'antenne d'émission
P	Puissance du signal
P_i	Puissance émise par la $i^{\text{ème}}$ antenne
S	Symbole
$S_m(k)$	Signal transmis sur la $m^{\text{ème}}$ antenne
T	Durée entre le premier instant et le second
T_c	Temps de cohérence du canal
W	Bande passante

3. Minuscules grecques

Q	Opération de quantification
ν	rendement
ρ	Rapport signal sur bruit
σ^2	Variance

4. Notations spéciales

$()^*$	Opérateur conjugué
$()^T$	Opérateur de transposé
$()^H$	Opérateur Hermitien

5. Abréviations

3 GPP	3rd Generation Partnership Project
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise.
BER	Bit Error Ratio.
BLAST	Bell Labs Layered Space-Time
CST	Codage Spatio-Temporel
D-BLAST	Diagonale- Bell Labs Layered Space-Time
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
FSK	Frequency Shift Keying.
H-BLAST	Horizontal-Bell Labs Layered Space-Time
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Ordered Successive Interference Cancellation
MV	Maximum de Vraisemblance
OSIC	Ordered Successive Interference Cancellation
OSTBC	Orthogonal Space-Time Block Coding
PSK	Phase Shift Keying.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation

QO-STBC	Quasi- Orthogonal Space-Time Block Coding
Rx	Receive antenna
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
STB	Code Spatio-Temporel en bloc
STBC	Space-Time Block Coding
STC	Space Time Coding
STT	Codes spatio-temporel en treillis
STTC	Space Time Trellis Coding
T-BLAST	Turbo- Bell Labs Layered Space-Time
Tx	Transmit antenna
V-BLAST	Vertical-Bell Labs Layered Space-Time
Wi-Fi	Wireless-Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
ZF	Zero Forcing

LISTES DES TABLEAUX ET DES FIGURES

1. Liste des tableaux

Tableau 2.01 : <i>Représentation de la transmission dans le temps</i>	22
Tableau 2.02 : <i>Signaux reçus aux niveaux des antennes réceptrices</i>	25
Tableau 2.03 : <i>Canaux entre les antennes émettrices et antennes réceptrices</i>	26
Tableau 3.01 : <i>Manière de transmission des symboles pour 2 intervalles de temps</i>	46

2. Liste des figures

Figure 1.01 : <i>Schéma d'un système de transmission MIMO</i>	4
Figure 1.02 : <i>Principe de la technologie MIMO</i>	4
Figure 1.03 : <i>Schéma du système MISO</i>	7
Figure 1.04 : <i>Schéma du système SIMO</i>	8
Figure 1.05 : <i>Schéma du système MIMO</i>	9
Figure 1.06 : <i>Schéma du système de transmission MIMO</i>	9
Figure 2.01 : <i>Schéma de la diversité temporelle</i>	15
Figure 2.02 : <i>Schéma de la diversité fréquentielle</i>	16
Figure 2.03 : <i>Schéma du codage spatio-temporel</i>	17
Figure 2.04 : <i>Schéma des familles de codes espace-temps</i>	18
Figure 2.05 : <i>Diagramme en treillis pour un code STTC à 4 états</i>	18
Figure 2.06 : <i>Schéma d'Alamouti avec deux antennes d'émission et une antenne de réception</i>	22
Figure 2.07 : <i>Schéma d'Alamouti deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices</i>	25
Figure 2.08 : <i>Définition d'une constellation numérique</i>	34
Figure 2.09 : <i>Constellation des symboles en modulation de phase PSK-M</i>	36
Figure 2.10 : <i>Constellations 16-QAM et 64-QAM</i>	38
Figure 3.01 : <i>Schéma d'une architecture H-BLAST</i>	40
Figure 3.02 : <i>Processus d'un émetteur H-BLAST</i>	40
Figure 3.03 : <i>Architecture D-BLAST</i>	41
Figure 3.04 : <i>Processus d'un émetteur D-BLAST</i>	41
Figure 3.05 : <i>Architecture d'un transmetteur V-BLAST</i>	42
Figure 3.06 : <i>Principe de l'architecture de modulation du code V-BLAST</i>	42
Figure 3.07 : <i>Schéma représentant le processus d'un émetteur de V-BLAST</i>	43

Figure 3.08 :	<i>Résumé de la transmission V-BLAST</i>	43
Figure 3.09 :	<i>Cas d'une transmission 8x8 antennes</i>	45
Figure 4.01 :	<i>Interface d'accueil</i>	50
Figure 4.02 :	<i>Simulation de la capacité des différents systèmes</i>	51
Figure 4.03 :	<i>Résultat de la simulation de la capacité des différents systèmes</i>	52
Figure 4.04 :	<i>Simulation du multiplexage spatial avec les algorithmes de réception</i>	53
Figure 4.05 :	<i>Résultat de la simulation du multiplexage spatial selon les différents algorithmes de réception</i>	53
Figure 4.06 :	<i>Diversité à l'émission face à la diversité à la réception</i>	54
Figure 4.07 :	<i>Résultat de la diversité en émission et en réception</i>	55
Figure 4.08 :	<i>Chaîne de transmission MIMO 3Tx 2Rx</i>	56
Figure 4.09 :	<i>Comparaison de OSTBC 3Tx 2Rx et le résultat théorique</i>	58
Figure 4.10 :	<i>Performance du codage spatio-temporel</i>	59
Figure A1.01 :	<i>Principe de l'OFDM</i>	63
Figure A2.01 :	<i>Fenêtre principale</i>	64

INTRODUCTION GENERALE

Depuis une dizaine d'années, une nouvelle technologie est apparue dans les systèmes de télécommunication qui permet d'améliorer la qualité de transmission.

Cette technologie a comme principaux objectifs d'augmenter le débit de transmission et d'exploiter la diversité offerte par le système. Il s'agit du système à entrées multiples et à sorties multiples ou MIMO (Multiple Input Multiple Output) qui emploie plusieurs antennes à l'émission et à la réception.

Elles permettent d'atteindre à la fois de très hautes efficacités spectrales et de lutter contre les évanouissements du signal. D'une part, l'efficacité spectrale potentielle d'un tel système est bien plus élevée que celle d'un système mono-antenne. En effet, la capacité d'un système MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes utilisées. D'autre part, grâce à une meilleure exploitation de la diversité, ce système est plus robuste aux évanouissements du canal de transmission améliorant ainsi la qualité de la transmission.

La plupart des études sur les systèmes MIMO est les codes espace-temps ou STC (Space-Time Code), pour cela beaucoup d'études figurant dans la littérature font cas des performances de tels systèmes avec l'utilisation des techniques de codages spatio-temporelles dont les plus usuels sont les codages en bloc ou STBC (Space-Time Bloc Code). Le concept de diversité spatiale d'émission consiste à transmettre la même information, codée différemment, sur chaque antenne d'émission. Néanmoins, il est possible de transmettre des flux différents sur chaque antenne simultanément, dans la même bande de fréquence et sans augmentation de la puissance. On parle alors de multiplexage spatial. Cette technique a été introduite sous le nom de BLAST (Bell Labs Layered Space-Time). A la réception les antennes reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices. Pour cela il existe des algorithmes à la réception permettant de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale dans le but de faire augmenter le débit de plus en plus et d'avoir la meilleure qualité de signal à la réception.

L'étude des limites de performance du système MIMO devient très importante car elle va donner des idées de ce lot dans la compréhension et la conception des systèmes MIMO pratiques.

Ce mémoire intitulé : « Analyse de la performance d'une transmission multi-antennaire » a pour but de comprendre la performance du système MIMO. Nous avons élaboré quatre chapitres dans ce mémoire. Le premier chapitre décrit la technologie MIMO. Le second abordera les codes spatio-temporels, ensuite les multiplexages spatial et dans le dernier, nous analyserons la capacité du canal MIMO et la performance entre le codage spatio-temporel et le multiplexage spatiale à l'aide d'une simulation.

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR LA TECHNOLOGIE MIMO

1.1 Introduction

La recherche dans le domaine des futurs réseaux de radiocommunication est en pleine expansion. Le développement de nouveaux systèmes a pour objectif de transmettre une information numérique à des débits toujours plus élevés et pour une qualité de service de plus en plus exigeante. Dans ce contexte, les systèmes de transmission de type MIMO (Multiple Input Multiple Output), comportant plusieurs antennes à l'émission et à la réception sont considérés comme étant des techniques incontournables. D'une part, l'efficacité spectrale potentielle d'un tel système est bien plus élevée que celle d'un système mono-antenne. En effet, la capacité d'un système MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antenne d'émission et de réception. D'autre part, grâce à une meilleure exploitation de la diversité, ce système est plus robuste aux évanouissements du canal de transmission améliorant ainsi la qualité de la transmission.

1.2 Présentation d'un système MIMO

Dans les systèmes de communications traditionnels, il n'existe qu'une antenne à l'émission et une antenne à la réception. On l'appelle aussi un système SISO (Single Input Single Output). Or les futurs services de communications mobiles sans fils demandent plus de transmissions de données (augmentation de la capacité de transmission). Ainsi pour augmenter la capacité des systèmes SISO et satisfaire ces demandes, les bandes passantes de ces systèmes et les puissances à transmettre ont été largement augmentées. Mais les récents développements ont montré que l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception permettait d'augmenter le débit de transmission des données et cela sans augmenter ni la bande passante de l'antenne réceptrice du système SISO, ni la puissance du signal à l'émission. Cette technique de transmission s'appelle MIMO (Multiple Input Multiple Output). Un système MIMO tire profit de l'environnement multi-trajets en utilisant les différents canaux de propagation créés par réflexion et/ou par diffraction des ondes pour augmenter la capacité de transmission d'où l'intérêt aussi d'obtenir des signaux indépendants sur les antennes. [1.01]

La figure suivante nous montre généralement le schéma d'un système de transmission MIMO.

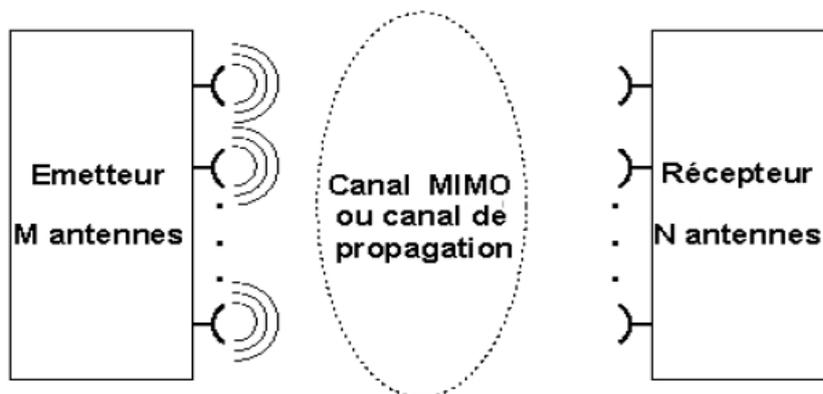


Figure 1.01 : Schéma d'un système de transmission MIMO

1.2.1 Principe de fonctionnement

La technologie MIMO permet d'envoyer plusieurs signaux différents sur des antennes différentes à des fréquences proches pour augmenter le débit ou la portée du réseau. Sa particularité passe donc par l'utilisation simultanée de plusieurs antennes émettrices et réceptrices. Ainsi elle permet d'améliorer les performances des appareils, qui aujourd'hui connaissent des problèmes liés à la nature des ondes et à leur comportement suivant l'environnement, ce qui diminue la qualité de transmission et donc le débit ainsi que la portée. Le principe consiste à multiplier les signaux pour transmettre une même information. Peu importe que les ondes radio se dégradent avec la distance ou à cause des obstacles, les paquets de données qu'elles véhiculent sont réorganisés à l'arrivée pour reconstituer l'information d'origine. Pour multiplier les signaux, les produits estampillés MIMO utilisent ainsi plusieurs antennes. Mais ces antennes ne fonctionnent pas toutes de la même manière. La figure 1.02 illustre le principe de la technologie MIMO. [1.01] [1.02]

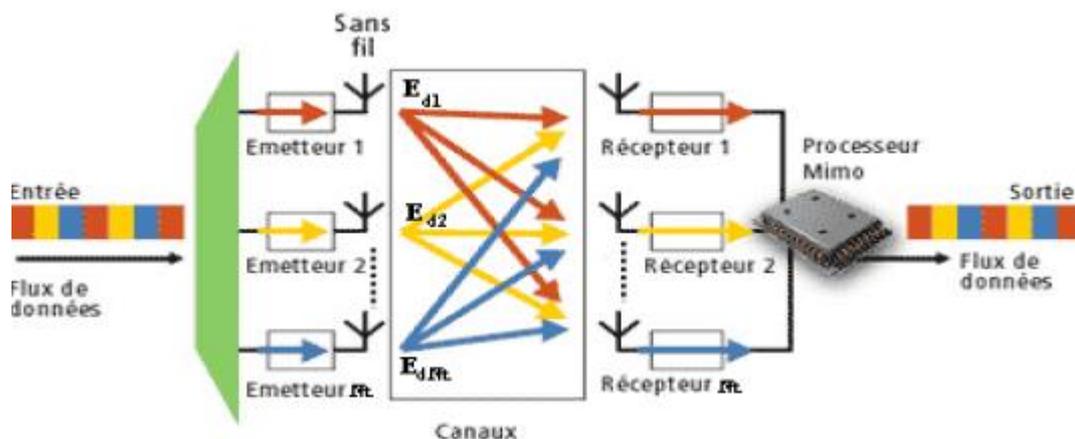


Figure 1.02 : Principe de la technologie MIMO

1.2.2 Intérêt de la transmission sur plusieurs antennes

Lors d'une transmission, la quantité d'information transmise est limitée par la capacité du canal, ainsi cette limite est indépendante de l'utilisateur, et par conséquent, elle impose une limite aux transmissions, cette limite est appelée capacité de Shannon.

Pour un lien simple, c'est-à-dire une antenne à l'émission et une autre à la réception, la capacité maximale du canal est donnée par :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (1.01)$$

Où :

P est la puissance du signal utile en Watt,

N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit en W/Hz,

W est la bande passante donnée en Hz.

Pour rendre la capacité indépendante de la bande passante du canal W , la notation d'efficacité Spectrale η a été définie, qui est le rapport entre la capacité du canal et la bande passante et devient :

$$\eta = \frac{C}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (1.02)$$

Physiquement cela se traduit par la quantité d'information que l'on peut envoyer par chaque Hertz de bande passante. Autrement dit, l'efficacité spectrale renseigne sur la limite à laquelle on peut exploiter la bande passante disponible. [1.03]

1.2.3 Limite de Shannon

La limite physique imposée par le canal à la quantité d'information envoyée nous pousse à trouver une solution pour améliorer le débit, tout en gardant une complexité du matériel raisonnable.

L'équation (1.02) montre que l'augmentation de la puissance du signal émis se traduit par une augmentation logarithmique de l'efficacité spectrale. À titre d'exemple, si on veut gagner 1 bps/Hz, on doit doubler la puissance de l'émetteur. Si on veut passer de 1 bps/Hz à 10 bps/Hz, on doit multiplier la puissance de l'émetteur par 1000. Ce qui n'est pas toujours possible.

Certaines techniques ont été utilisées pour améliorer qualitativement ou quantitativement l'information transmise, comme la technique de diversité spatiale en émission (MISO : Multiple Input Single Output) ou la technique de diversité spatiale en réception (SIMO : Single Input Multiple Output). [1.03]

1.3 Architecture et caractérisation

1.3.1 Système SISO (Single Input Single Output)

C'est l'architecture la plus simple qui utilise une seule antenne à l'émission et une seule à la réception. La capacité du canal SISO est donnée par :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (1.03)$$

Où :

P : la puissance du signal utile en Watt,

N_0 : la densité spectrale de puissance du bruit calculé en W/Hz,

W : la bande passante donnée en Hz.

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

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad (1.04)$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit. [1.01] [1.04]

1.3.2 Système MISO (Multiple Input Single Output)

C'est une technique de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne à la réception. Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les antennes émettrices N_t est reçue. Chaque antenne émet le même symbole d'énergie E_s/N_t . C'est-à-dire que la puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne telle que :

$$P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \quad (1.05)$$

Avec P_i est la puissance émise sur chaque antenne. Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que $P = N_t.P_i$. La capacité du canal MISO est donnée par :

$$C = W \log_2 \left(1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W} \right) = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (1.06)$$

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

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad (1.07)$$

L'équation (1.01) et (1.03) sont identiques, mais l'avantage de la technique MISO par rapport à la technique SISO est dans le fait que dans les multi trajets. La probabilité d'évanouissement dans N_t antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne. [1.04]

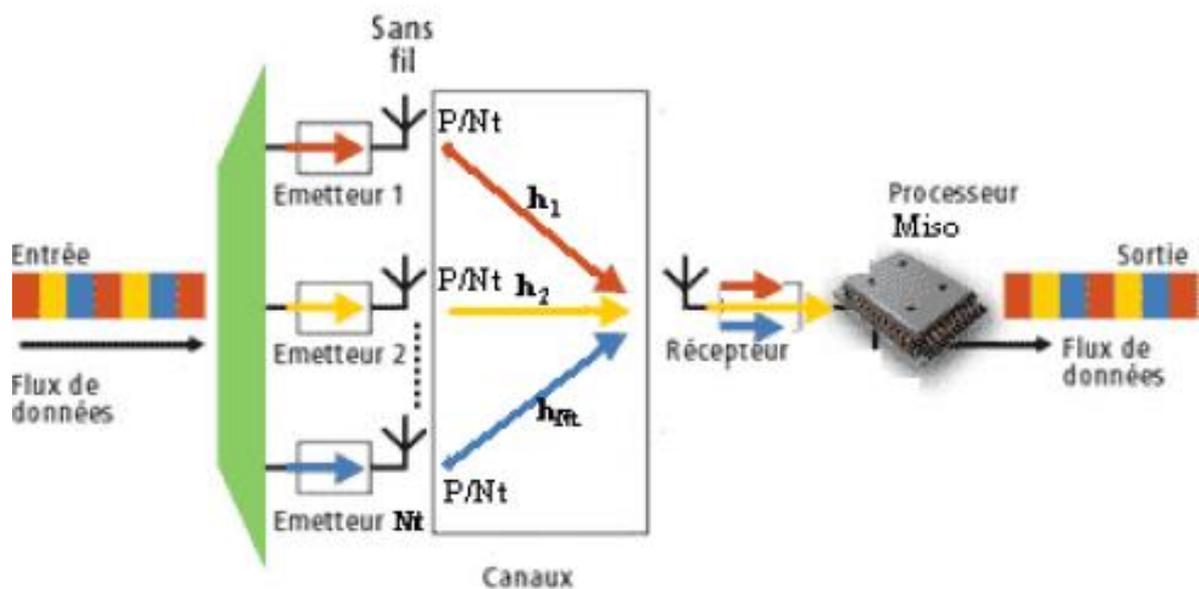


Figure 1.03 : Schéma du système MISO

1.3.3 Système SIMO (Single Input Multiple Output)

C'est une technique qui utilise plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal de transmission. Le signal reçu est additionné et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports signaux sur bruits de chacun des antennes de la réception. [1.04]

La capacité du canal SIMO est donnée par la formule suivante:

$$C = W \log_2 \left(1 + N_r^2 \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (1.08)$$

Avec :

N_r : le nombre d'antenne réceptrice.

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

$$C = \log_2(1 + N_r^2 \rho) \quad (1.09)$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit.

On montre ci-dessous le schéma du système SIMO.

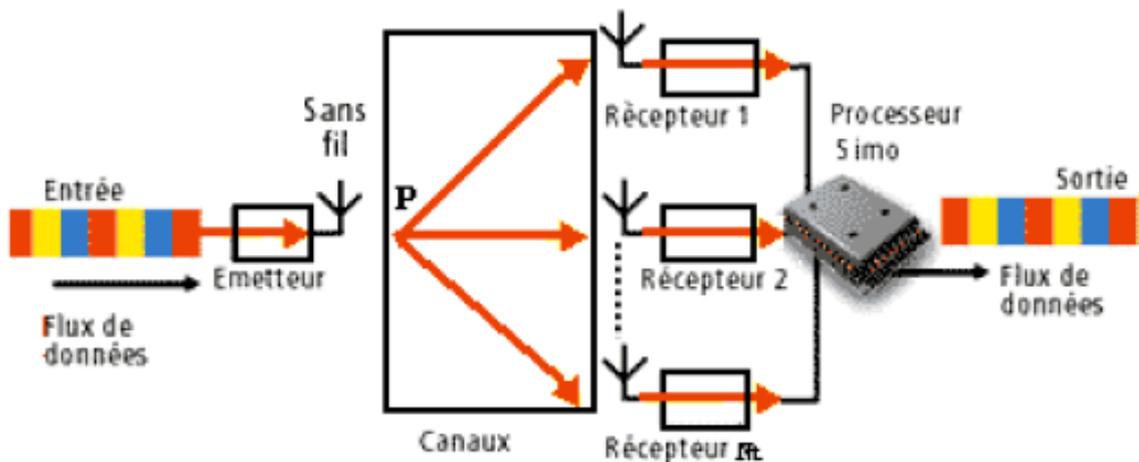


Figure 1.04 : Schéma du système SIMO

1.3.4 Système MIMO (Multiple Input Multiple Output)

La technologie MIMO permet d'augmenter le débit linéairement avec le nombre d'antenne utilisé et de contrer l'évanouissement du canal. Ainsi, elle permet de minimiser la probabilité d'évanouissement et d'atténuation du signal. La différence entre un système MISO et un système MIMO est que le MISO envoie les mêmes paquets aux antennes qui émettent à la même fréquence. Tandis que le MIMO envoie des paquets différents aux antennes qui émettent à la même fréquence.

Le système MIMO est représenté comme suit : [1.04] [1.05]

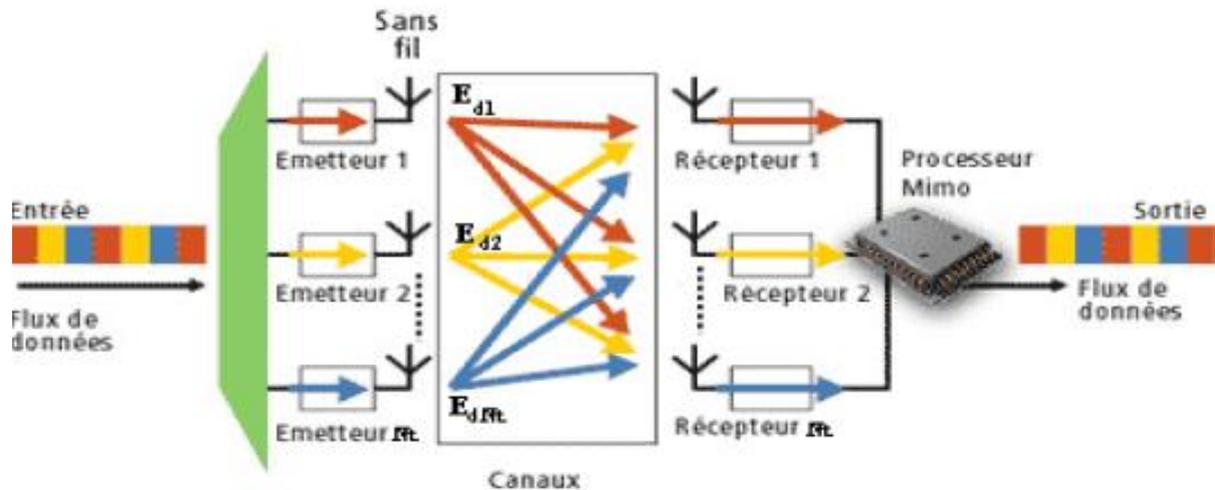


Figure 1.05 : Schéma du système MIMO

1.4 Modèle du canal MIMO

Considérons un système MIMO avec N_t émetteurs et N_r récepteurs. On suppose ici que le canal de transmission est non-sélectif en temps et en fréquence, ainsi le trajet entre la $m^{\text{ième}}$ antenne émettrice et la $n^{\text{ième}}$ antenne réceptrice est représenté par le coefficient d'atténuation complexe h_{nm} . Ci-dessous la figure représentative du canal : [1.05]

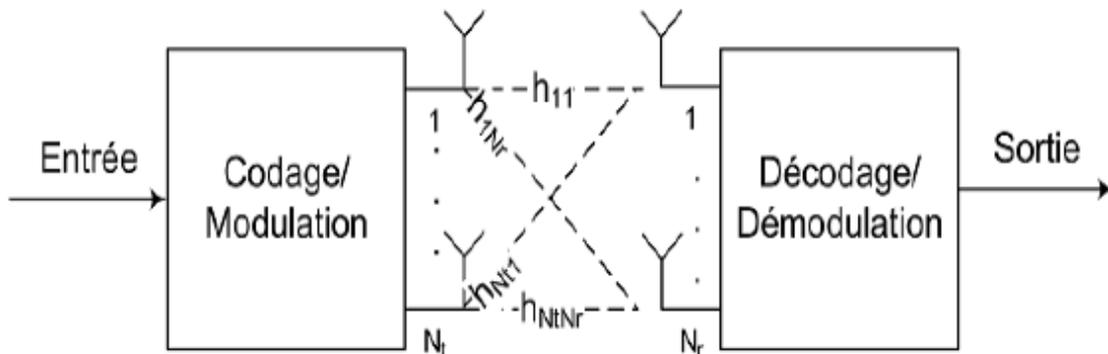


Figure 1.06 : Schéma du système de transmission MIMO

On appelle $S_m(k)$ le signal transmis sur la $m^{\text{ième}}$ antenne à l'instant k , le symbole reçu sur la $n^{\text{ième}}$ antenne s'écrit alors :

$$y_n(k) = \sum_{m=1}^{N_t} h_{nm} S_m(k) + b_n(k) \quad (1.10)$$

Où b_n représente le bruit additif.

En considérant l'ensemble des signaux reçus simultanément, cette relation peut s'écrire sous forme matricielle de dimension $N_t \times N_r$ par :

$$y(k) = HS_{(k)} + b_{(k)} \quad (1.11)$$

Avec

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{pmatrix} \text{ et } y = (y_1 \cdots y_{N_r})^T$$

Pour la suite on supposera que :

- Les symboles transmis sont de puissance unitaire,
- le bruit additif est blanc, gaussien, de moyenne nulle et de variance σ^2
- le bruit et les symboles sont décorrélés, c'est-à-dire :

$$E[SS^H] = I_{N_t}, E[Sb^H] = 0 \quad (1.12)$$

1.5 Capacité du canal MIMO

Dans un milieu de propagation riche en réflexions (beaucoup d'obstacles) l'architecture MIMO est capable de créer dans la même bande de fréquence plusieurs canaux indépendants. Les débits supportés sont largement supérieurs à ceux atteints dans une architecture classique, dans le cas optimal la capacité de la liaison augmentant linéairement avec le nombre d'antennes minimum.

Pour un système SISO la capacité est donnée par la formule bien connue de Shannon : [1.05]

$$C = \log_2(1 + \rho|h|^2) \quad (1.13)$$

où h est le coefficient complexe du canal. Ce coefficient peut être déterministe (fixe), ou aléatoire. ρ représente le SNR en réception. Si l'on déploie N_r antennes en réception, on obtient un système SIMO avec une capacité donnée par :

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{i=1}^{N_r} |h_i|^2 \right) \quad (1.14)$$

Où h_i représente le gain pour l'antenne i . La particularité de la capacité SIMO c'est qu'une croissance linéaire de N_r apporte seulement une croissance logarithmique de la capacité sur un canal AWGN. Notons que ce résultat est la capacité optimale de tout système exploitant la diversité en réception. Si tous les canaux sont d'amplitude constante, on retrouve un résultat classique : le SNR résultant est égal au produit du SNR monovoie et du nombre d'éléments.

Si on déploie maintenant N_t antennes en émission avec une seule en réception, on obtient un système MISO avec une capacité donnée par :

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \sum_{i=1}^{N_t} |h_i|^2 \right) \quad (1.15)$$

Où la division par N_t sert à fixer la puissance totale en émission. On observe dans ce cas aussi une dépendance logarithmique du nombre d'antennes N_t . Si maintenant on veut profiter de la diversité en émission et en réception en même temps on déploie N_t antennes en émission et N_r antennes en réception pour obtenir un système MIMO avec une capacité donnée par la formule :

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} H H^* \right) \right] \quad (1.16)$$

Où (*) représente la transposée – conjuguée et H est une matrice $N_r \times N_t$ qui caractérise le canal. Foschini et Telatar ont démontré tous les deux que cette capacité augmente linéairement avec $m = \min(N_t, N_r)$ contrairement à une croissance logarithmique de la capacité du canal SIMO et MISO. C'est le résultat fondamental concernant la capacité des systèmes MIMO, devenus omniprésents (WiFi, WiMAX, 4G, ...). [1.06] [1.07]

1.6 Domaine d'utilisation de la technologie MIMO

Le système MIMO est l'un des principaux axes de développement pour augmenter le débit des communications sans fil. Il est également prévu pour être utilisé dans la radiotéléphonie mobile utilisant les normes 3GPP et 3GPP2. En 3GPP, l'accès haute vitesse par paquets plus ou HSPA plus et Long Term Evolution (LTE) prennent en compte la technologie MIMO. Les systèmes : HiperLAN/2, WiFi et les systèmes de la 4^{ème} génération tels LTE et WiMAX utilisent la technologie MIMO-OFDM afin d'augmenter le débit de transmission et améliorer la qualité de transmission. [1.08]

1.6.1 La technologie MIMO dans WiMAX

Les réalisations de WiMAX qui emploient la technologie MIMO sont devenues beaucoup plus importantes. L'utilisation de la technologie MIMO améliore la réception et tient compte d'une meilleure extension et taux de transmission. L'exécution du système MIMO donne également à WiMAX une augmentation significative d'efficacité spectrale. [1.08]

1.6.2 La technologie MIMO dans WiFi

La norme 802.11n est disponible depuis le 11 septembre 2009. Le débit théorique atteint les 300 Mbit/s (débit réel de 100 Mbit/s dans un rayon de 100 mètres) grâce aux technologies MIMO et OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). [1.08]

1.7 Avantages de la technologie MIMO

La technique MIMO présente plusieurs avantages. Elle exploite les trajets multiples en bénéficiant des avantages de décoloration aléatoire, tel qu'il est connu que la déficience principale à la performance d'un système de communication sans fil s'estompe en raison de trajets multiples et des interférences.

En outre, la technologie MIMO augmente le débit de données du système pour la même puissance rayonnée totale et la même largeur de bande de canal et parvient à très haute efficacité spectrale, c'est une solution parfaite pour la disponibilité de la bande passante limitée.

L'utilisation de la technique MIMO nous aide à la consommation électrique du système, car elle augmente la capacité du système et la fiabilité sans consommer un pouvoir excessif.

Elle nous permet d'accroître la capacité du système et peut prendre en charge un nombre beaucoup d'utilisateurs.

Cette technique augmente le système dans l'ensemble comme il peut soutenir des débits élevés et augmente la qualité de service et les revenus de manière significative. [1.09]

1.8 Conclusion

Dans les systèmes de communications traditionnels, il n'existe qu'une antenne à l'émission et une antenne à la réception. Or les futurs services de communications mobiles sans fils demandent plus de transmissions de données c'est-à-dire une augmentation de la capacité de transmission. Ainsi pour augmenter la capacité et satisfaire ces demandes, les bandes passantes de ces systèmes et les puissances à transmettre ont été largement augmentés. Mais l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception (Système MIMO) permettait d'augmenter le débit de transmission des

données et cela sans augmenter ni la bande passante de l'antenne réceptrice, ni la puissance du signal à l'émission. Nous avons passé en revue les différents systèmes multi-antennaires SISO, SIMO, MISO, MIMO et donné les capacités correspondantes. Les systèmes MIMO ont un potentiel énorme en termes de capacité par rapport aux systèmes SISO, SIMO ou MISO.

Les systèmes MIMO, malgré les caractéristiques attrayantes, sont plus complexes que les systèmes SISO. Sur les antennes de réception, les signaux reçus sont un mélange des contributions de tous les signaux émis. Après avoir posé le modèle des systèmes MIMO, le prochain chapitre introduit les techniques exploitant la diversité spatiale dont les précodeurs linéaires. Nous pouvons raisonnablement supposer que le récepteur estime le canal et que cette information peut ensuite remonter à l'émetteur.

CHAPITRE 2

CODAGE SPATIO-TEMPOREL

2.1 Introduction

Les systèmes MIMO, comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, permettent d'augmenter la capacité d'un canal de transmission grâce à l'utilisation de plusieurs antennes en émission et en réception. Le codage spatio-temporel a pour objectif de répartir l'information en temps et en espace dans le but d'améliorer les performances de la communication.

Ce chapitre présente les différentes familles des codes spatio-temporels tels que les codes spatiotemporels en treillis ou STTC (Space Time Treillis Code) et les codes spatio-temporel en bloc ou STBC (Space Time Block Code). Un code spatio-temporel est caractérisé par son rendement, son ordre de diversité et son gain de codage. Il existe dans la littérature une multitude de codes espace-temps dont nous citons le fameux code Alamouti en 1998 qui a proposé un système à diversité qui augmente la fiabilité de la transmission mais seulement pour deux antennes à l'émission. En 1999, Tarokh a étendu le codage d'Alamouti pour un nombre arbitraire d'antennes. Les codes d'Alamouti et de Tarokh font partie des codes en blocs espace-temps orthogonaux (OSTBC), qui envoient de manière redondante les symboles afin d'améliorer les taux de transmission correcte sur des canaux sélectifs. [2.01] [2.02]

2.2 Notion de diversité

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les trajets multiples. 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 fortes atténuations augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour éliminer les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radio. Il existe quatre formes de diversité exploitée en transmissions numériques telles que la diversité temporelle, fréquentielle, spatiale et la diversité de polarisation.

2.2.1 Diversité spatiale

Cette dernière diversité est obtenue en utilisant plusieurs antennes pour émettre un signal ou des versions redondantes ou/et plusieurs antennes pour recevoir les différents signaux. Il s'agit d'avoir

des trajets à évanouissement indépendants et, pour ce faire, les antennes ne doivent pas être trop proches pour que les signaux ne soient pas corrélés. Une distance de cohérence est déterminée et permet d'assurer la diversité spatiale. Celle-ci est liée à la hauteur de l'antenne d'une station de base. [2.03]

2.2.2 Diversité de polarisation

Le principe est similaire aux précédentes, un même signal ou une réplique redondante est émis en utilisant des ondes polarisées différemment. La solution la plus courante est l'utilisation de deux polarisations orthogonales comme verticale et horizontale par exemple. Il faut néanmoins que les caractéristiques de propagation des deux ondes soient différentes. [2.03]

2.2.3 Diversité temporelle

Elle s'applique pour les canaux sélectifs en temps. La diversité consiste à émettre plusieurs répliques du signal redondantes dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c . La diversité temporelle est généralement utilisée avec de l'entrelacement et du codage correcteur d'erreur. Le désavantage de la diversité temporelle est évidemment le retard induit par la diversité, ce qui réduit le débit de transmission. Elle est représentée par le schéma ci-après : [2.04]

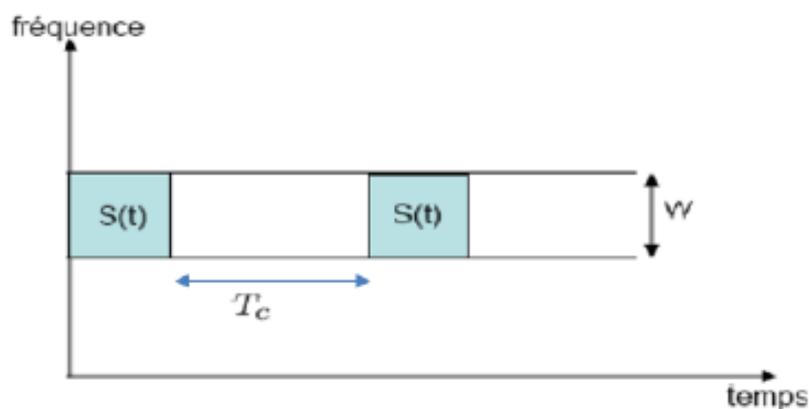


Figure 2.01 : Schéma de la diversité temporelle

Avec :

$S(t)$: signal transmis sur plusieurs intervalles temporels.

T_c : temps de cohérence du canal.

W : largeur de bande du signal.

2.2.4 Diversité fréquentielle

Ce type de diversité peut être obtenu lorsque le canal est sélectif en fréquence.

Pour cela, l'émetteur envoie le même signal (des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c comme nous avons vu sur la figure suivante : [2.04]

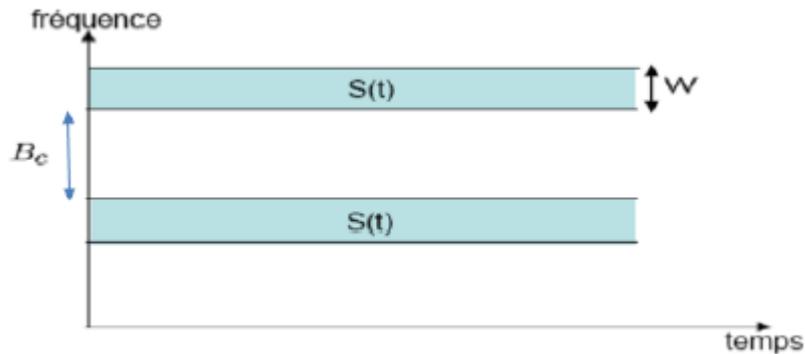


Figure 2.02 : Schéma de la diversité fréquentielle

Où

$S(t)$: signal transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels.

B_c : largeur de bande de cohérence du canal.

W : largeur de bande du signal.

La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi-porteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle. Cette technique utilise une séquence pseudo aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. L'étalement de spectre par séquence directe et l'étalement par sauts de fréquence sont les plus répandus.

2.2.5 Diversité spatio-temporelle

La diversité spatio-temporelle est un exemple de combinaison de techniques de diversité.

En effet, dans cette technique on envoie des versions de signal différées dans le temps via plusieurs antennes transmetteurs. Ainsi, on atteint un niveau de diversité plus aisé. [2.03]

2.3 Codage spatio-temporel

Le codage spatio-temporel ou espace-temps est une technique de diversité de transmission, elle s'applique aux systèmes MISO et SIMO. Cette technique s'avère être bien adaptée aux systèmes dans lesquels le récepteur est muni d'une seule antenne à cause d'une contrainte de coût et/ou d'espace, par exemple nous citons le cas des réseaux cellulaires où les terminaux mobiles sont munis d'une seule antenne et où il est possible de munir la station de base de deux ou plusieurs antennes. Les codes espace- temps permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé. L'architecture générale du codage spatio-temporel ou STC (Space Time Code) est représentée sur la figure suivante. Le codage ajoute de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propre au canal radio mobile. [2.05]

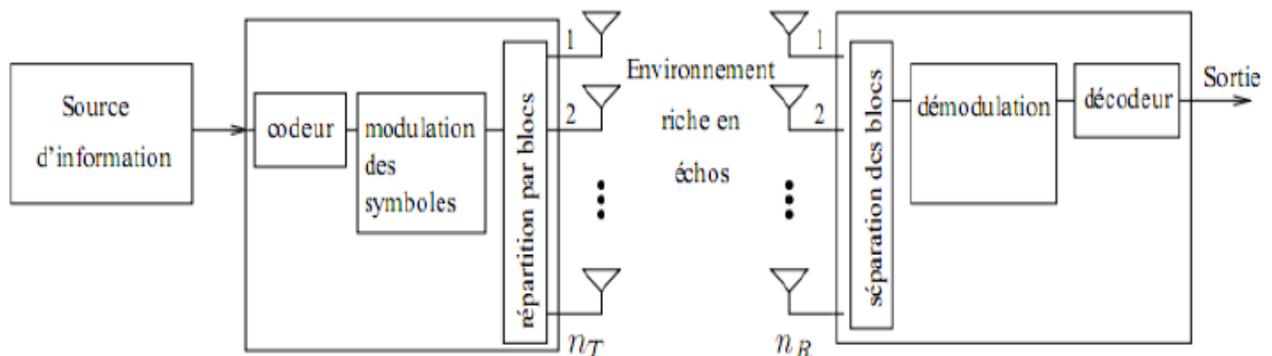


Figure 2.03 : Schéma du codage spatio-temporel

En émission, le codeur fait le codage de l'information venant d'une source d'information, puis l'information codée passe par un modulateur de symbole afin d'être modulé. L'information est transmise par les n_T antennes d'émission après avoir été répartie en blocs. À la réception, l'information est captée par les n_R antennes de réception, puis les blocs vont être séparés et passent par un démodulateur avant d'être décodés par un décodeur.

Une multitude de techniques de codage ont vu le jour dans le but d'une meilleure utilisation de la diversité de transmission. Les codes temps-espaces (STC : Space-Time Coding) sont apparus afin d'améliorer la fiabilité de la transmission dans un contexte de diversité d'émission. Deux approches dérivées des codes SISO existent : les codes en blocs (STBC : Space-Time Block Coding) et les codes en treillis (STTC : Space Time Trellis Coding). Les premiers sont simples à mettre en œuvre, et les seconds offrent les meilleures performances. Notons que dans le contexte

de l'implémentation et plus encore du prototypage, les codes en blocs sont presque tout le temps préférés à leur homologue en treillis. La figure suivante nous montre les familles des codes espace-temps. [2.06]

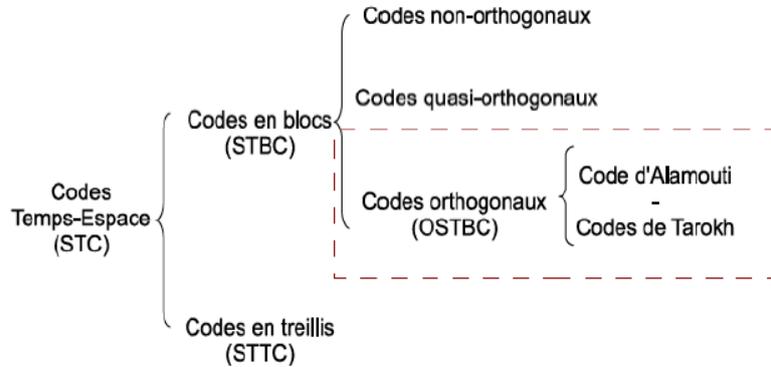


Figure 2.04 : Schéma des familles de codes espace-temps

2.3.1 Codes spatio-temporels en treillis ou STTC

Ces codes sont proposés originellement par Tarokh et Al des laboratoires de recherche AT&T, ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Si le code est bien construit, on peut ajouter à l'avantage évident de diversité un gain de codage loin d'être négligeable. Le codage STTC crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de N_t polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. La figure ci-dessous propose le diagramme de treillis d'un code STTC à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $N_t=2$. [2.07]

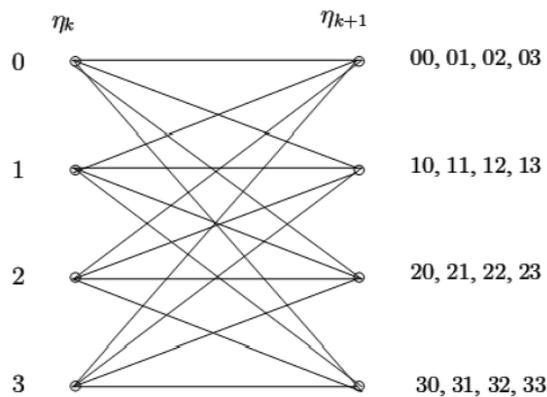


Figure 2.05 : Diagramme en treillis pour un code STTC à 4 états

Le fonctionnement du codeur est relativement simple, on représente l'état du treillis par η_k à l'instant k et par conséquent l'état suivant est noté η_{k+1} . Considérons que le treillis est à l'état initial $\eta_k = 0$. L'état suivant du treillis dépend des bits d'information à coder. Ainsi, si les deux bits à coder sont 11, alors l'état suivant prend la valeur décimale équivalente c'est-à-dire $\eta_{k+1} = 3$. Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants. Dans le cas ($\eta_k = 0$ et $\eta_{k+1} = 3$) le doublet à la sortie du codeur est donc 30 (3 sur la première antenne et 0 sur la seconde). Du point de vue système, les STC insèrent de la redondance dans le débit symbole et diminuent donc le débit utile. On parle alors du rendement du code R pour quantifier la perte de débit utile. Le rendement est toujours inférieur ou égal à un. Le rendement, outre ses performances en termes de fiabilité de la liaison est également à prendre en compte dans le choix du code. [2.08]

2.3.2 Codes spatio-temporels en bloc ou STBC

Pour réduire la complexité exponentielle du décodeur dévolu aux codes STTC, On a proposé un schéma simple de diversité d'émission (Alamouti), étendu par la suite par Tarokh et Al pour former une nouvelle classe de codes spatio-temporels: les codes spatio-temporels en blocs (STBC), possédant le même avantage de diversité que les techniques de combinaisons des répliques à gain maximal. Les codes STBC sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps, créant ainsi des séquences orthogonales transmises par des antennes émettrices différentes. Les codes en blocs se scindent en plusieurs groupes, jouant sur l'orthogonalité des données transmises par les antennes. Car la superposition des données sur chaque antenne de réception corrompt les données originales. Un codage particulier permettant au récepteur de les séparer facilement est qualifié d'orthogonal. Ce qualificatif donne son nom à un des groupes des codes STBC, les OSTBC (Orthogonal STBC). Les autres groupes sont alors qualifiés de codes STBC quasi-orthogonaux ou simplement STBC s'il n'y a pas d'orthogonalité. [2.06] [2.07] [2.08]

2.3.2.1 Codes spatio-temporels non-orthogonaux

V. Tarokh a démontré qu'il n'existe pas de codes espace-temps en blocs orthogonaux à plus de deux antennes de rendement unitaire avec une diversité égale au nombre d'antennes d'émission. Afin de conserver le rendement unitaire pour des systèmes à plus de deux antennes, le code espace-temps en blocs est nécessairement non orthogonal. Les codes espace-temps non orthogonaux à quatre antennes d'émission ont un rendement unitaire. La puissance totale émise est

P avec une seule antenne d'émission. Pour un système à 4 antennes d'émission, chaque antenne émet un symbole sur chaque durée symbole, donc chaque antenne émet un symbole de puissance $P/4$. [2.07]

Remarque : Code de Jafarkhani [2.09]

Le code espace-temps proposé par Jafarkhani dans est le suivant :

$$\overline{S_{Jaf}} = \begin{bmatrix} \mathcal{G}_2^1 & -\mathcal{G}_2^{2*} \\ \mathcal{G}_2^2 & \mathcal{G}_2^{1*} \end{bmatrix} \quad (2.01)$$

$$\overline{S_{Jaf}} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & -S_3^* & S_4 \\ S_2 & S_1^* & -S_4^* & -S_3 \\ S_3 & -S_4^* & S_1^* & -S_2 \\ S_4 & S_3^* & S_2^* & S_1 \end{bmatrix} \quad (2.02)$$

Sous les hypothèses que les coefficients d'évanouissement sont constants sur quatre durées symboles consécutives, le signal reçu pour $N_t=4$ antennes d'émission et N_r antennes de réception est alors donné par :

$$r = h\overline{S_{Jaf}} + n \quad (2.03)$$

2.3.2.2 Codes spatio-temporels en bloc quasi-orthogonaux

Pour un nombre d'antennes supérieur à 2, nous avons vu dans la partie précédente que les OSTBC complexes ne peuvent pas atteindre le rendement maximal unitaire R_c . Jafarkhani propose la construction de codes avec plus que 2 antennes d'émission atteignant un rendement maximal $R_c=1$ tout en assurant un gain de diversité maximal. Par contre, l'orthogonalité entre les différentes lignes du code n'est pas toujours vérifiée. Ces codes sont appelés codes temps-espace en blocs quasi-orthogonaux ou QO-STBC (Quasi-Orthogonal Space-Time Block Codes). [2.09]

L'objectif est de construire un code en bloc à 4 antennes d'émission à rendement plein. Si deux paires différentes (s_1, s_2) et (s_3, s_4) de signaux sont codées suivant le code d'Alamouti, les mots de code peuvent s'écrire : [2.06] [2.09]

$$C_{12} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C_{34} = \begin{bmatrix} S_3 & -S_4^* \\ S_4 & S_3^* \end{bmatrix} \quad (2.04)$$

En utilisant ces deux matrices dans un schéma de type d'Alamouti, on peut alors construire le code :

$$C = \begin{bmatrix} C_{12} & -C_{34}^* \\ C_{34} & C_{12}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2^* & -S_3^* & S_4 \\ S_2 & S_1^* & -S_4^* & S_3 \\ S_3 & S_4^* & -S_1^* & -S_2 \\ S_4 & S_3^* & -S_2^* & -S_1^* \end{bmatrix} \quad (2.05)$$

La première ligne et la dernière ligne ne sont pas orthogonales. Il est donc clair que le gain de diversité n'est pas maximal. Il est démontré que ce code a un gain de diversité égal à $2N_R$ et donc n'atteint pas le gain de diversité maximal $N_t N_R$. En contrepartie, le rendement de ce code vaut 2. Le décodage ne se fait plus comme pour les OSTBCs par symbole mais par paires de symboles (s_1, s_2) et (s_3, s_4) .

Par analogie, des codes pour un plus grand nombre d'antennes d'émission peuvent être construits pour obtenir des codes à rendement maximal mais n'atteignant pas le gain maximal de diversité. [2.06] [2.09]

2.3.2.3 Codes spatio-temporels orthogonaux

Les codes spatio-temporels orthogonaux sont des codes en blocs tels que les mots de code sont des matrices orthogonales ou unitaires. Cette propriété permet un décodage linéaire de rendement qui s'écroule lorsque le nombre d'antennes est grand. Le premier code orthogonal à deux antennes émettrices et à rendement unitaire a été proposé par Alamouti en 1998. 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. [2.06] [2.07]

a. Le code d'Alamouti [2.06]

- Cas de deux antennes en émission et une antenne à la réception

On peut définir la technique d'Alamouti à partir de trois fonctions : la séquence de transmission et encodage, schème de combinaison au récepteur et la règle de décision de Forçage à zéro.

➤ Séquence de transmission et encodage

Supposant qu'on veut transmettre la séquence $\{S_0, S_1, S_2, \dots, S_n\}$; dans le cas ordinaire, le symbole S_0 est transmis durant le premier intervalle de temps, S_1 durant le seconde intervalle, puis S_2 et ainsi de suite. Dans le cas du code d'Alamouti, les symboles sont groupés deux à deux antennes à un

intervalle de temps donné. Durant le premier intervalle, les symboles S_0 et S_1 sont simultanément transmis de la première et de la deuxième antenne. Dans le second intervalle ces - S_1^* et S_0^* et ainsi de suite.

Notons que en groupant les symboles ainsi, on a toujours besoin d'un double intervalle de temps pour l'émission de deux symboles. Autrement dit, on conserve toujours le même débit que dans le cas d'une seule antenne. Ce principe est illustré par la figure et le tableau suivant :

Tableau 2.01 : Représentation de la transmission dans le temps

	Antenne T_{x0}	Antenne T_{x1}
Temps t	S_0	S_1
Temps $t + T$	$-S_1^*$	S_0^*

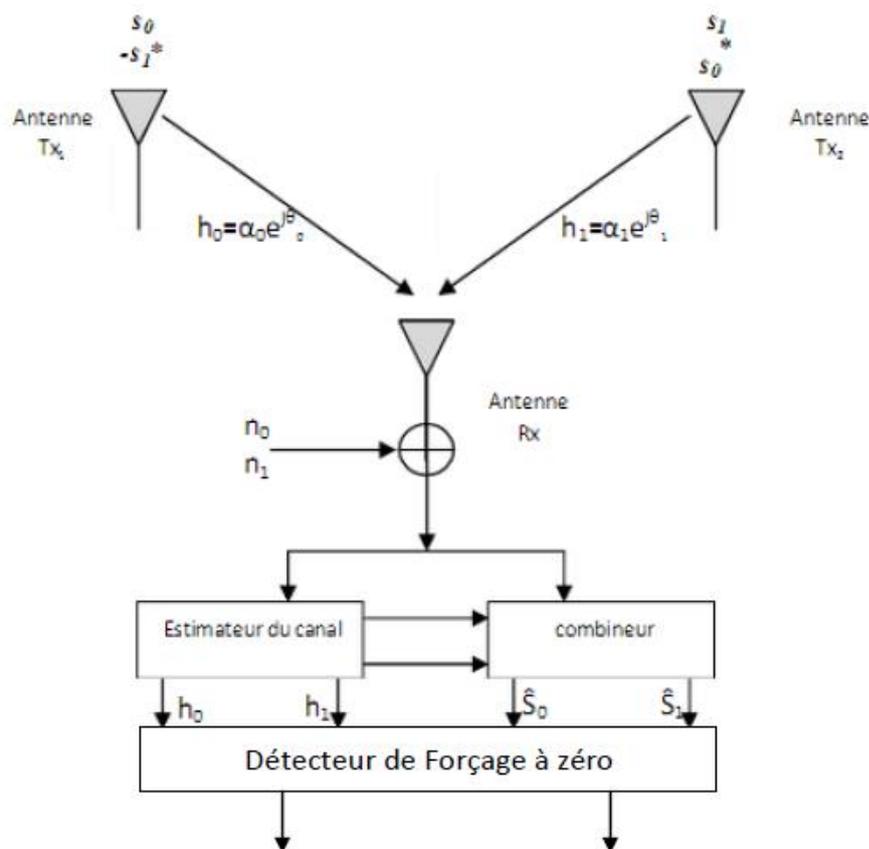


Figure 2.06 : Schéma d'Alamouti avec deux antennes d'émission et une antenne de réception

Les canaux au temps t sont définis par $h_0(t)$ pour l'antenne T_{x0} et $h_1(t)$ pour l'antenne T_{x1} . En faisant l'hypothèse que l'atténuation est constante pour la période donnée, on peut écrire :

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{i\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{i\theta_1} \end{aligned} \quad (2.06)$$

Où T est la durée entre le premier instant donné et le deuxième. Les signaux reçus peuvent donc être définis comme suit, où r_0 et r_1 sont les signaux reçus aux temps t et $t+T$, n_0 et n_1 étant les variables aléatoires représentant le bruit et l'interférence au récepteur.

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 S_0 + h_1 S_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t+T) = -h_0 S_1^* + h_1 S_0^* + n_0 \end{aligned} \quad (2.07)$$

Sous forme matriciel:

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_0 & S_1 \\ -S_1^* & S_0^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \end{bmatrix} \quad (2.08)$$

Le code est orthogonal car :

$$S = \begin{bmatrix} S_0 & S_1 \\ -S_1^* & S_0^* \end{bmatrix} \text{ et } S^H = \begin{bmatrix} S_0^* & -S_1 \\ S_1^* & S_0 \end{bmatrix} \Rightarrow SS^H = (|S_0|^2 + |S_1|^2)I \quad (2.09)$$

Avec S^H est l'hermitienne de S et I la matrice identité 2×2

Si on calcule le conjugué de r_1 précédent, on peut réécrire cette formule sous la forme :

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$r = HS + n$$

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} \text{ et } H^H = \begin{bmatrix} h_0^* & h_1 \\ h_1^* & -h_0 \end{bmatrix} \Rightarrow H^H H = (|h_1|^2 + |h_2|^2)I = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2)I \quad (2.11)$$

➤ Schéma de combinaison au récepteur

Le module de combinaison montré dans la figure précédente forme les deux signaux suivant qui sont ensuite envoyé au détecteur :

$$\begin{aligned}\widehat{S}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \widehat{S}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^*\end{aligned}\tag{2.12}$$

On a :

$$\begin{aligned}\widehat{S} &= H^H r \\ &= H^H (HS + n) \\ &= H^H HS + H^H n \\ &= \begin{bmatrix} |h_0|^2 + |h_1|^2 & 0 \\ 0 & |h_0|^2 + |h_1|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_0^* & h_1 \\ h_1^* & -h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix}\end{aligned}$$

D'où :

$$\begin{aligned}\widehat{S}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) S_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \widehat{S}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) S_1^* + h_1^* n_0 + h_0 n_1^*\end{aligned}\tag{2.13}$$

Les signaux combinés \widehat{S}_0 et \widehat{S}_1 sont envoyés au détecteur de forçage à zéro.

➤ Règle de critère de forçage à zéro

En supposant l'équiprobabilité des symboles de S_i de constellation du type de modulation et la connaissance des canaux h_0 et h_1 à la réception. La détection par forçage à zéro (ou détection ZF) est basée sur l'inversion ou le pseudo inversion de la matrice. [2.06] [2.07]

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \widehat{S}_0 \\ \widehat{S}_1 \end{bmatrix} &= (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix} \\ &= (H^H H)^{-1} H^H \left(H \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix} \right) \\ &= \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1^* \end{bmatrix} + (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix}\end{aligned}\tag{2.14}$$

- Cas de deux antennes en émission et deux antennes en réception

Considérons le cas de deux antennes en émission et autant en réception. On considère de plus deux périodes symbole.

Tableau 2.02 : *Signaux reçus aux niveaux des antennes réceptrices*

	Antenne R_{x0}	Antenne R_{x1}
Temps t	r_0	r_2
Temps $t + T$	r_1	r_3

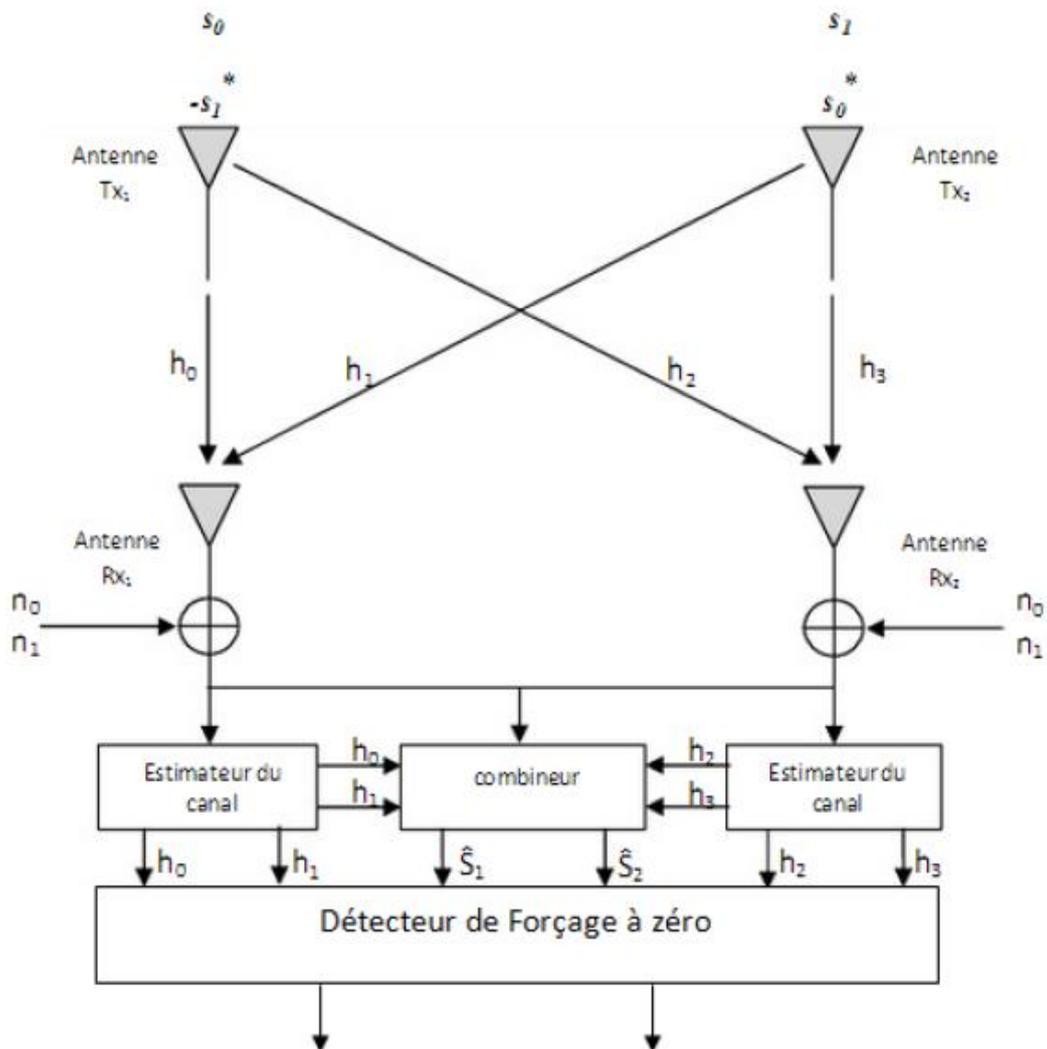


Figure 2.07 : *Schéma d'Alamouti deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices*

Tableau 2.03 : *Canaux entre les antennes émettrices et antennes réceptrices*

	Antenne R_{x0}	Antenne R_{x1}
Antenne T_{x0}	h_0	h_2
Antenne T_{x1}	h_1	h_3

Le schéma consiste à transmettre 2 symboles différents S_0 et S_1 respectivement à l'antenne 1 et 2 pendant la première période symbole. Pendant la deuxième période symbole, les symboles $-S_1^*$ et S_0^* sont transmis aux antennes 1 et 2 respectivement.

Le codage et la séquence de symbole transmis restent le même que dans le cas d'un seul récepteur présentés dans le tableau précédant. Les signaux reçus aux niveaux des deux antennes réceptrices sont présentés dans le tableau 2.02 et les canaux entre antennes émettrices et réceptrices sont représentés dans le tableau 2.03.

On en déduit le modèle suivant pour le signal reçu :

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 S_0 + h_1 S_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 S_1^* + h_1 S_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 S_0 + h_3 S_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 S_1^* + h_3 S_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

Où pour la première antenne :

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

Et pour la deuxième antenne :

$$\begin{bmatrix} r_2 \\ r_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_2 & h_3 \\ h_3^* & -h_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_2 \\ n_3^* \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

Où n_0, n_1, n_2, n_3 étant les variables aléatoires représentant le bruit et l'interférence au récepteur.

Le combineur dans la figure d'Alamouti avec deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices forme les deux signaux suivants et qui sont ensuite envoyés au détecteur par forçage à zéro.

$$\begin{aligned}\widehat{S}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2^* + h_3 r_3^* \\ \widehat{S}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2^* - h_2 r_3^*\end{aligned}\quad (2.18)$$

Ou sous forme matriciel :

$$\begin{bmatrix} \widehat{S}_0 \\ \widehat{S}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0^* & h_1 \\ h_1^* & -h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_2^* & h_3 \\ h_3^* & -h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_2 \\ r_3^* \end{bmatrix}\quad (2.19)$$

En substituant ces trois équations, on obtient :

$$\begin{aligned}\widehat{S}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) S_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\ \widehat{S}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) S_1 + h_1^* n_0 + h_0 n_1^* + h_3^* n_2 - h_2 n_3^*\end{aligned}\quad (2.20)$$

➤ Règle de critère de forçage à zéro

Si en combinant les équations 2.16 et 2.17 à un intervalle de temps t et $t+T$,

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_2 \\ r_1^* \\ r_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_2 & h_3 \\ h_1^* & -h_0^* \\ h_3^* & -h_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_2 \\ n_1^* \\ n_3^* \end{bmatrix}\quad (2.21)$$

Où :

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_2 & h_3 \\ h_1^* & -h_0^* \\ h_3^* & -h_2^* \end{bmatrix}$$

Et :

$$\begin{bmatrix} \widehat{S}_0 \\ \widehat{S}_1 \end{bmatrix} = (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} r_0 \\ r_2 \\ r_1^* \\ r_3^* \end{bmatrix}\quad (2.22)$$

b. Codes spatio-temporels en blocs de Tarokh

Le code d'Alamouti à deux antennes d'émission a été généralisé par Tarokh afin d'être appliqué à un nombre d'antennes d'émission plus élevé. Tarokh a abouti à des codes espace-temps pour trois et quatre antennes d'émission. Cependant ces codes ont l'inconvénient d'avoir un rendement de code inférieur au rendement unitaire du code d'Alamouti.

Ces codes se nomment \mathcal{G}_3 et \mathcal{G}_4 pour les codes de rendement $\nu = 1/2$ pour trois et quatre antennes. Les codes \mathcal{H}_3 et \mathcal{H}_4 sont des codes de rendement $\nu = 3/4$. Les matrices des codes \mathcal{G}_3 , \mathcal{G}_4 , \mathcal{H}_3 , \mathcal{H}_4 sont respectivement les suivantes : [2.06] [2.07] [2.09]

$$\overline{X_{\mathcal{G}_3}} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{bmatrix}^T \quad (2.23)$$

$$\overline{X_{\mathcal{G}_4}} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}^T \quad (2.24)$$

$$\overline{X_{\mathcal{H}_3}} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{bmatrix}^T \quad (2.25)$$

$$\overline{X_{\mathcal{H}_4}} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} & -\frac{(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{bmatrix}^T \quad (2.26)$$

2.4 Algorithmes de réception associés aux systèmes MIMO

Il existe de nombreux algorithmes de réception envisageables pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (ZF) ou la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM). L'algorithme de réception pour le système V-BLAST original essaie d'éliminer successivement les interférences dues aux émetteurs autres que celui dont on estime les symboles.

Le détecteur optimal est basé sur le maximum de vraisemblance et se sert donc de toute l'observation dont il dispose pour récupérer l'information. Il existe enfin un bon nombre d'algorithmes sous-optimaux basés sur le maximum de vraisemblance ou sur la distance euclidienne minimale.

Le choix d'une technique repose sur deux critères : les performances doivent être les moins dégradées possibles par rapport à une détection optimale en termes de taux d'erreurs et la mise en œuvre doit être la moins complexe possible. [2.10]

2.4.1 Critère de forçage à zéro

Le récepteur linéaire le plus simple est le récepteur basé sur le critère de forçage à zéro (Zero-Forcing) qui inverse tout simplement la matrice de canal. Supposons que H est inversible, le vecteur de symboles estimés de taille $n_T \times 1$ est alors donné par la relation :

$$\hat{S} = H^{-1}r \quad (2.27)$$

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles $(S_i)_{i=1\dots n_T}$ transmis dans le même canal. Lorsque H est mal conditionnée, le récepteur ZF donne des résultats corrects pour des SNR élevés, mais pour de faibles SNR le bruit perturbe fortement les performances. En pratique, si H n'est pas carrée (i.e. si $n_T \neq n_r$) le récepteur multiplie r à gauche par la pseudo-inverse H^+ de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrit :

$$\hat{S} = H^+r = (H^*H)^{-1}H^*r \quad (2.28)$$

Si un codeur est employé, on peut employer la redondance temporelle et spatiale pour retrouver les données. [2.10] [2.11]

2.4.2 Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM)

Le but du récepteur est de minimiser l'erreur quadratique moyenne due au bruit et aux interférences entre symboles. La solution proposée est :

$$\hat{S} = \left(H^*H + \frac{n_T}{SNR} \right)^{-1} H^*r \quad (2.29)$$

Contrairement au ZF, le SNR intervient dans l'estimation des symboles. Grâce à la prise en compte de ce paramètre, ce récepteur améliore les performances pour les faibles SNR. Cependant, le terme $\frac{n_T}{SNR}$ tend vers zéro à haut SNR et les récepteurs ZF et EQMM deviennent alors équivalents. [2.11]

2.4.3 Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV)

Le récepteur qui apporte les meilleures performances en termes de taux d'erreur est le récepteur à maximum de vraisemblance. Cependant, ce récepteur possède aussi la plus grande complexité et celle-ci croît exponentiellement avec le nombre d'antennes émettrices. En supposant un bruit gaussien et un état de canal parfaitement connu côté récepteur, le récepteur MV donne les symboles estimés \hat{S} grâce à la formule suivante :

$$\hat{S} = \arg \min_s \|r - HS\|^2 \quad (2.30)$$

Où la recherche de la distance minimale s'effectue sur tous les mots de code s possibles. Il est important de noter que, si on note M la taille de la constellation, le récepteur doit calculer les distances pour un ensemble de vecteurs possibles de taille M^{N_t} , et le temps de calcul devient vite prohibitif pour les constellations de grande taille, même pour un faible nombre d'antennes émettrices (par exemple, pour une 64-QAM et $N_T=3$, le récepteur doit passer en revue 262 144 vecteurs différents). [2.10]

2.4.4 Annulations successives d'interférences ordonnées (V-BLAST)

Les trois récepteurs présentés jusqu'à présent présentent des avantages et des inconvénients. Le MV est performant mais demande des calculs, le ZF est simple mais sensible au bruit, et l'EQMM simple résiste mieux que le ZF au bruit mais n'élimine pas complètement les interférences. C'est dans ce contexte que les laboratoires Bell ont développé l'algorithme Vertical

Bell Laboratories Layered Space-Time (V-BLAST). Ce récepteur contrairement aux précédents n'est pas linéaire. Il se base sur une égalisation (ZF ou EQMM) associée à un retour de décision dont le principe général est le suivant : le récepteur considère dans un premier temps le symbole sur l'antenne émettrice ayant le meilleur SNR puis procède à son estimation selon le critère choisi (MV, EQMM. . .). La probabilité de se tromper sur ce symbole est a priori la plus faible. Sa contribution est ensuite estimée puis retranchée du vecteur \mathbf{y} . Les SNR des symboles restants sont alors améliorés. Cette manipulation est répétée jusqu'au dernier symbole. En résumé, voici les étapes de cet algorithme aussi appelé Ordered Successive Interference Cancellation (OSIC) :

- Choix du symbole S_i possédant le meilleur SNR.
- Estimation du symbole S_i pour obtenir \hat{S}_i .
- Calcul de la contribution de S_i en utilisant la colonne i de H et \hat{S}_i .
- Soustraction de la contribution estimée.
- La contribution du symbole étant supposée annulée, la colonne i de H est annulée.
- Les étapes précédentes sont répétées jusqu'à ce que les n_T symboles soient estimés.

Le point faible de cette solution est la propagation des erreurs. En effet, si l'estimation d'un symbole est erronée alors celle de sa contribution est également fautive. Le prochain symbole ne voit pas son SNR amélioré et risque d'être faux aussi. L'erreur se propage aux symboles suivants. Cependant, les performances sont globalement améliorées sans nécessité d'une charge importante de calculs. [2.12]

2.5 Technique de modulation

La modulation est le processus par lequel une onde porteuse peut porter le message ou le signal numérique. Les types de modulation les plus fréquemment sont :

- La modulation par déplacement de phase MDP ou Phase Shift Keying (PSK)
- La modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

2.5.1 Définitions et appellations

Définition 2.01 :

Un symbole est un élément d'un alphabet. Si M est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit M -aire. Lorsque $M=2$, le symbole est dit binaire. En groupant, sous forme d'un bloc, n symboles binaires indépendants, on obtient un alphabet de $M=2^n$ symboles M -aire. Ainsi un symbole M -aire véhicule l'équivalent de $n = \log_2 M$ bits.

Définition 2.02 :

La rapidité de modulation R se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou plusieurs paramètres modifiés simultanément.

Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états. La rapidité de modulation $R = \frac{1}{T}$ s'exprime en bauds.

Définition 2.03 :

Le débit binaire D se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il sera égal ou supérieur à la capacité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits.

Le débit binaire $D = \frac{1}{Tb}$ s'exprime en bit par seconde ou bps.

Pour un alphabet M -aire, on a la relation fondamentale $T = nTb$ soit $D = nR$. Il y a égalité entre débit de source et rapidité de modulation uniquement dans le cas d'une source binaire (ou alphabet binaire).

La qualité d'une liaison est liée aux taux d'erreur par bit :

$$TEB = \frac{\text{Nombre de bit erroné}}{\text{nombre de bit transmis}} \quad (2.31)$$

On notera la différence entre P_e et TEB . Au sens statique, on a $P_e = E(TEB)$, TEB tends vers P_e si le nombre de bits transmis tend vers l'infini.

Définition 2.04 :

L'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre $\eta = \frac{D}{B}$ et s'exprime en bit/s/Hz.

La valeur D est le débit binaire et B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles M -aire, on aura $\eta = \frac{1}{TB} \log_2 M$ bit/s/Hz. Remarquons que pour B et T donnés, l'efficacité spectral augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit par symbole $\eta = \log_2 M$. C'est en effet la raison d'être de la modulation M -aire. [2.04][2.06]

2.5.2 Principe de modulation numérique

Le message à transmettre est issu d'une source binaire.

Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base éventuellement complexe.

$$c(t) = \sum_k c_k g(t - kT) = c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t) \quad (2.32)$$

La fonction $g(t)$ est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle $[0, T[$ puisque t doit vérifier la relation : $kT \leq t \leq (k + 1)T$

Dans les modulations ASK, PSK, QAM, la modulation transforme ce signal $c(t)$ en un signal modulé $m(t)$ tel que :

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k c_k(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \quad (2.33)$$

La fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et la phase φ_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Si les $C_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ sont réels ($b_k(t) = 0$) la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle.

Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement :

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2.34)$$

Ou encore :

$$m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2.35)$$

En posant : $a(t) = \sum_k a_k(t)$ et $b(t) = \sum_k b_k(t)$

Le signal $a(t) = \sum_k a_k(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et le signal $b(t) = \sum_k b_k(t)$ module en amplitude la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$.

Dans la plupart des cas, les signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sont identiques à un coefficient près et ils utilisent la même forme d'impulsion $g(t)$ appelée aussi « formant ».

$$a_k(t) = a_k g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = b_k g(t - kT) \quad (2.36)$$

Les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ sont aussi appelés « trains modulateurs » et s'écrivent :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k g(t - kT) \quad (2.37)$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet (A_1, A_2, \dots, A_M) et dans l'alphabet (B_1, B_2, \dots, B_M) .

Le signal modulé $m(t)$ véhicule des informations distinctes à travers $a_k(t)$ et $b_k(t)$ qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase et composante en quadrature. La récupération de $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sera possible uniquement si ces deux signaux sont de bande limitée à un intervalle $[-B, B]$ avec $B < f_0$ (condition de Rayleigh)

Une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $C_k = A_k + jB_k$ permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de constellation.[2.03]

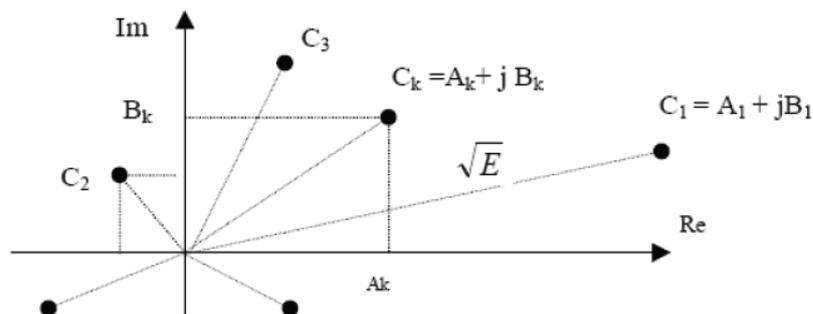


Figure 2.08 : Définition d'une constellation numérique

2.5.3 Modulation par déplacement de phase (PSK)

Les modulations par déplacement de phase sont aussi souvent appelées par leur abréviation PSK (Phase Shift Keying). Reprenons l'expression générale d'une modulation numérique :

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k c_k(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \quad (2.38)$$

Avec : $c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$

Les signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_k(t)$ utilisent la même forme d'onde $g(t)$ qui est ici une impulsion rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à A si t appartient à l'intervalle $[0, T]$ et égale à 0 ailleurs.

On a toujours :

$$a_k(t) = a_k g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = b_k g(t - kT) \quad (2.39)$$

Soit :

$$c_k(t) = (a_k + jb_k)g(t - kT) = c_k g(t - kT) \quad (2.40)$$

Dans le cas présent, les symboles C_k sont répartis sur un cercle, et par conséquent :

$$c_k = a_k + jb_k = e^{j\varphi_k} \quad (2.41)$$

D'où : $a_k = \cos(\varphi_k)$ et $b_k = \sin(\varphi_k)$

Et :

$$a_k(t) = \cos(\varphi_k) g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = \sin(\varphi_k) g(t - kT) \quad (2.42)$$

L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes :

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M} \text{ Lorsque } M > 2$$

Et $\varphi_k = 0$ ou π Lorsque $M=2$

Remarque :

Les symboles C_k prennent leurs valeurs dans un alphabet de $M > 2$ éléments $\{e^{j\varphi_k}\}$ où φ_k est défini. On appelle « PSK-M » une modulation par déplacement de phase correspondant à des symboles M-aires. La figure suivante montre des différentes constellations de PSK pour $M=2,4$ et 8. On peut aussi considérer que a_k et b_k prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet $\{\cos(\varphi_k)\}$ et $\{\sin(\varphi_k)\}$

Le signal modulé devient :

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k e^{j\varphi_k} g(t - kT) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \quad (2.43)$$

Soit plus simplement, en ne considérant que l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T]$:

$$m(t) = \text{Re}[Ae^{j(w_0t + \varphi_0 + \varphi_k)}] = A\cos(w_0t + \varphi_0 + \varphi_k) \quad (2.44)$$

Cette dernière expression montre que la phase de la porteuse est modulée par l'argument φ_k de chaque symbole ce qui explique le nom donné à la PSK.

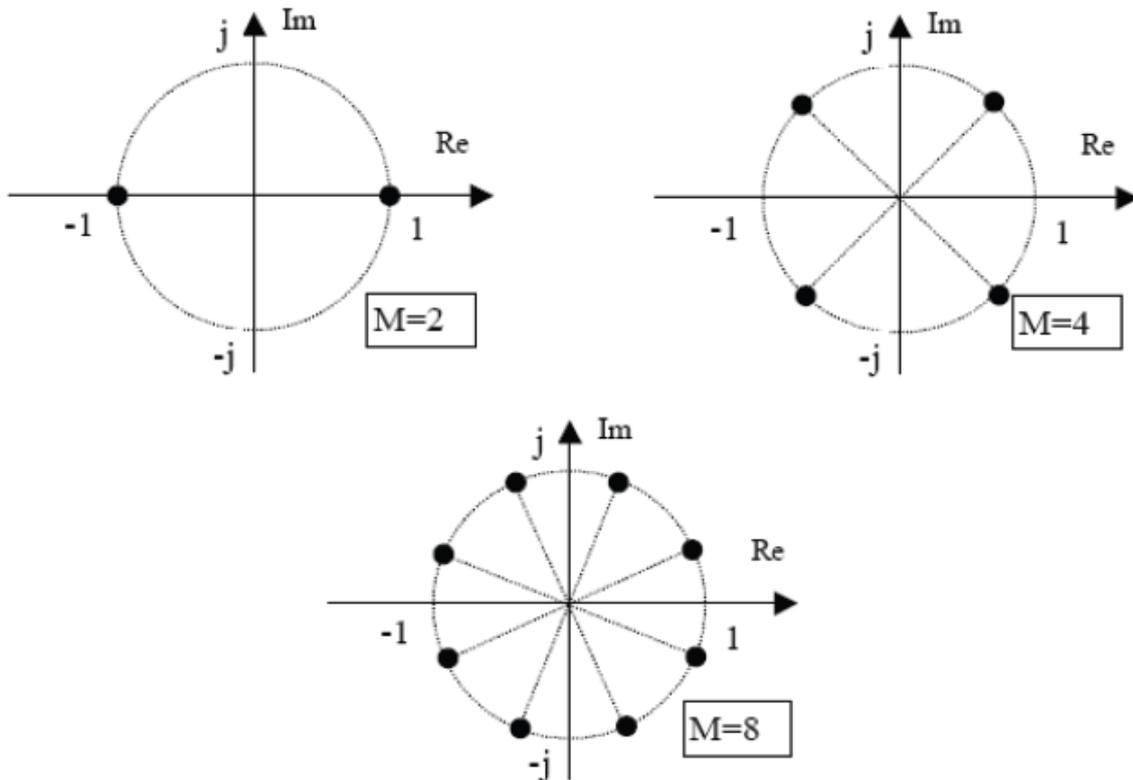


Figure 2.09 : Constellation des symboles en modulation de phase PSK-M

2.5.4 Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (QAM)

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature sont appelées par leur abréviation QAM (Quadrature Amplitude Modulation). C'est une modulation dite bidimensionnelle.

La ASK et la PSK ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de point M est grand. En effet, dans la ASK les points de constellation sont sur une droite, et dans la PSK les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est en fonction de la distance minimale entre les points de constellation, et la meilleure modulation est

celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan. [2.03]

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t) = a(t) \cos(w_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(w_0 t + \varphi_0) \quad (2.45)$$

Et que les signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont une expression :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k g(t - kT) \quad (2.46)$$

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

2.5.5 Constellations M-QAM

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments (A_1, A_2, \dots, A_M) et (B_1, B_2, \dots, B_M) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre $E=M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe $c_k = a_k + j b_k$. Dans le cas particulier mais très fréquent où M peut s'écrire $M=2^n$, alors les a_k représentent un mot de n bits et les b_k représentent aussi un mot de n bits. Le symbole complexe $c_k = a_k + j b_k$ peut par conséquent représenter un mot de 2n bits.

L'intérêt de cette configuration est que le signal $m(t)$ est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants. De plus, les symboles a_k et b_k prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à M éléments. Par exemple, la 16-QAM est construite à partir de symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d\}$ où d est une constante donnée. Une représentation de la constellation de cette modulation est donnée par la figure A1.03. La 16-QAM a été souvent utilisée, notamment pour la transmission sur ligne téléphonique du RTC (à 9600 bits/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbps) développés dans les années 1980. Plus généralement lorsque les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm (M-1)d\}$ avec $M=2^n$. On obtient une modulation à 2^{2n} états et une constellation avec un contour carré dont font partie la 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM. [2.05]

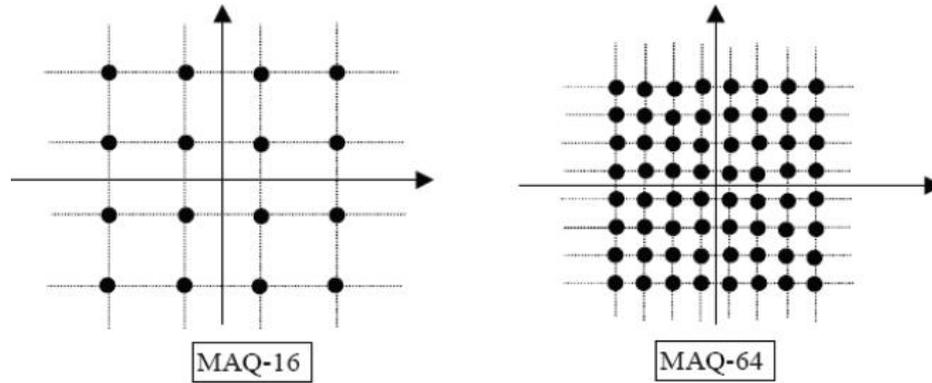


Figure 2.10 : *Constellations 16-QAM et 64-QAM*

2.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les différents types de diversités de la technologie MIMO. Nous avons présenté aussi le codage spatio-temporel (STC) qui permet des communications plus sûres. Il consiste à ajouter de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propres au canal MIMO. En nous attardant principalement sur les différents types d'architectures et les différents types de codage tels que les codes spatio-temporels en treillis (STTC) et les codes spatio-temporel en bloc (STBC). Nous nous sommes focalisé sur le code Alamouti afin d'améliorer la qualité de la transmission.

Alamouti et Tarokh ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices. Nous avons donc présenté plusieurs algorithmes, linéaires ou non, permettant de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale. Les critères basés sur le forçage à zéro et la minimisation de l'erreur quadratique moyenne ont été passés en revue avant d'aborder l'algorithme optimal basé sur le maximum de vraisemblance.

Pour l'instant, nous allons nous intéresser dans le prochain chapitre aux systèmes en couches qui présentent l'avantage d'augmenter l'efficacité spectrale.

CHAPITRE 3

MULTIPLEXAGE SPATIAL

3.1 Introduction

Les systèmes de communication sans fil d'aujourd'hui exigent des débits élevés et faibles taux d'erreur binaire. BLAST ou Bell LabsLayered Space-Time est un système de communication MIMO, qui permet de transmettre plusieurs symboles en même temps au sein de la même fréquence. Ainsi, en utilisant l'architecture BLAST, un débit de données élevé peut être atteint et améliore l'efficacité spectrale. Dans l'architecture BLAST, les caractéristiques de diffusion augmentent la précision de transmission en tenant compte de plusieurs chemins de diffusion comme distincts sous canaux parallèles. Ce chapitre porte sur quatre différents algorithmes BLAST à savoir D-BLAST (BLAST diagonale), H-BLAST (BLAST horizontal), Turbo-BLAST, et on se concentre sur V-BLAST (BLAST verticale), ils ont été proposés par Foschini. D-BLAST est la première architecture de ce système, c'est l'une des approches pour augmenter le débit de données et la capacité du système, et a une complexité des calculs. Par la suite Foschini et Wolniansky proposent deux schémas de codage plus réalistes, appelé V-BLAST et H-BLAST. V-BLAST apparaît pour atténuer la complexité de calcul de D-BLAST et pour augmenter l'efficacité spectrale de la transmission. Le T-BLAST est construit par la combinaison de la technique BLAST. Le but de ces différentes architectures est d'améliorer les performances en termes de taux d'erreur binaire du système.

A la réception de nombreuses approches ont également été envisagées pour la séparation des signaux et la réception des symboles en provenance d'un canal MIMO. Dans ce chapitre, on se base sur le critère du forçage à zéro (ZF), solution la plus simple mais aussi la moins performante. Ainsi que le récepteur à retour de décision V-BLAST qui améliore nettement les performances sans ordonnancement. [3.01] [3.02]

3.2 Système MIMO à base de multiplexage spatial

Le multiplexage spatial permet de maximiser le débit d'information sur un canal MIMO. Cette technique a été introduite sous le nom de BLAST (Bell LabsLayeredSpace-Time). Le principe du multiplexage spatial est l'organisation en espace sans redondance d'une série d'informations. Le système transmet alors N_t fois plus de symboles utiles à chaque instant. Les antennes émettrices

utilisent la même modulation et la même fréquence porteuse pour transmettre les symboles différents et indépendants sur les différentes antennes.

L'efficacité du système augmente donc en continuant à utiliser la même bande passante qu'un système classique. Les principales techniques de multiplexage spatial ont été développées par les laboratoires Bell. On peut distinguer plusieurs types du système MIMO par multiplexage spatial tels que D-BLAST, H-BLAST, V-BLAST et Turbo-BLAST. Ces types de système MIMO sont réalisés dans le but d'augmenter le débit de transmission grâce au gain de multiplexage. [3.02]

3.2.1 Architecture H-BLAST

Cette architecture horizontale découpe directement la chaîne d'information en N_t sous chaînes puis chacune est codée indépendamment. Après avoir été modulée, chaque sous chaîne est transmise simultanément par son antenne. La figure suivante montre l'architecture d'un transmetteur H-BLAST. [3.02]

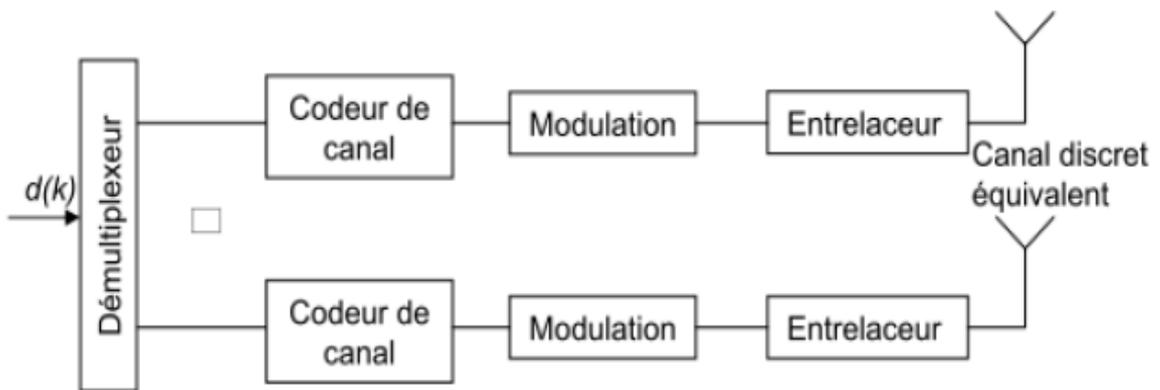


Figure 3.01 : Schéma d'une architecture H-BLAST

Soit (b_1, \dots, b_k) les bits d'information à transmettre et (S_1^l, \dots, S_k^l) la l^e chaîne de symboles codés par le l^e codeur et transmise sur la l^e antenne. La figure ci-après montre ce processus H-BLAST en émission :

$$(b_1, \dots, b_k) \xrightarrow{\text{Démultiplexeur}} \begin{pmatrix} b_1 & b_{N_t+1} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ b_{N_t} & b_{2N_t} & \dots \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow \\ \vdots \\ \rightarrow \end{matrix} \begin{matrix} 1^e \text{ codeur} \\ \vdots \\ N_t^e \text{ codeur} \end{matrix} \begin{pmatrix} S_1^1 & S_2^1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ S_1^{N_t} & S_2^{N_t} & \dots \end{pmatrix}$$

Figure 3.02 : Processus d'un émetteur H-BLAST

3.2.2 Architecture D-BLAST

Foschini a proposé une architecture à multiplexage spatial de manière à exploiter de façon optimale la diversité et la capacité. Dans cette architecture, les symboles sont détectés successivement antenne d'émission à antenne d'émission.

C'est une architecture diagonale nommée D-BLAST. La technique D-BLAST est décrite de manière plus théorique par Foschini en considérant par la suite des cas plus réalistes. Le flux de données est démultiplexé en entrée en N sous-flux ayant le même débit. Chaque sous-flux est ensuite codé (la redondance peut être introduite suivant le codeur canal utilisé), mais il n'y a pas d'échanges d'informations entre ces codeurs. Puis les sous-flux sont modulés. L'association flux/antenne est périodiquement cyclique pour ne pas transmettre les N sous-flux vers la même antenne. Le système est plus résistant aux effets d'évanouissements du canal grâce au fait de transmettre un sous-flux en utilisant toutes les antennes possible.

Cette architecture permet d'obtenir un débit proche de la capacité mais elle possède une structure de codeur et décodeur plus complexe. [3.02] [3.03] [3.04]

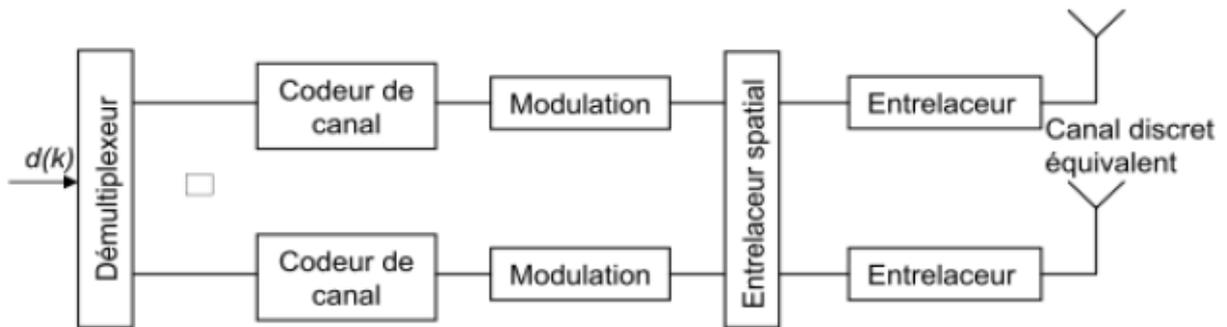


Figure 3.03 : Architecture D-BLAST

Le processus de l'architecture D-BLAST est représenté par le schéma ci-après :

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

Figure 3.04 : Processus d'un émetteur D-BLAST

3.2.3 Architecture Turbo-BLAST

La structure du transmetteur Turbo-BLAST est exactement la même que celle du D-BLAST sauf que l'entrelaceur spatial n'ajoute pas de partie nulle dans la matrice. [3.02]

3.2.4 Architecture V-BLAST

L'architecture V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) est la plus simple et la seule qui n'utilise pas de technique de codage, et peut être vu comme une classe spéciale des codes de multiplexage spatial, son principe consiste à diviser le flux de données à l'entrée en plusieurs sous-flux, ces derniers sont transmis sur des antennes différentes. Cette architecture vise principalement à augmenter la capacité du système. Les antennes d'émission transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation et la même fréquence porteuse. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système classique, mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente. Une description simple est donnée sur la figure suivante : [3.02]

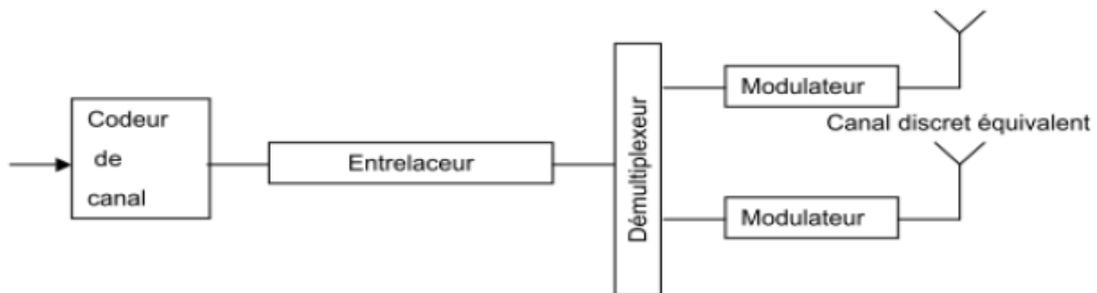


Figure 3.05 : Architecture d'un transmetteur V-BLAST

Le démultiplexage et la modulation du code V-BLAST sont illustrés par la figure ci-dessous : [3.04]

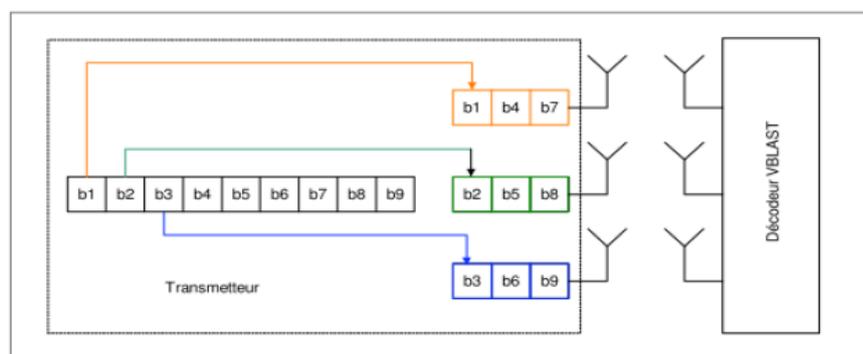


Figure 3.06 : Principe de l'architecture de modulation du code V-BLAST

Les bits d'informations sont tout d'abord codés par un codeur de canal. Ensuite ces bits issus du codage sont alors entrelacés et le flux résultant est démultiplexé en N_t sous-flux attaquant chacun un modulateur. Les sous-flux de symboles résultants sont ensuite transmises sur l'antenne qui leur est associée. Soit (S_1^l, \dots, S_k^l) la l^e chaîne de symboles, la figure suivante démontre le processus que subit la chaîne binaire :

$$(b_1, \dots, b_k) \xrightarrow{\text{Démultiplexeur}} \begin{pmatrix} b_1 & b_{N_t+1} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ b_{N_t} & b_{2N_t} & \dots \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow \\ \vdots \\ \rightarrow \end{matrix} \begin{matrix} 1^e \text{ modulateur} \\ \vdots \\ N_t^e \text{ modulateur} \end{matrix} \begin{pmatrix} s_1^1 & s_2^1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_1^{N_t} & s_2^{N_t} & \dots \end{pmatrix}$$

Figure 3.07 : Schéma représentant le processus d'un émetteur de V-BLAST

Le schéma global de transmission et de réception de V-BLAST est représenté par la figure suivante : [3.05]

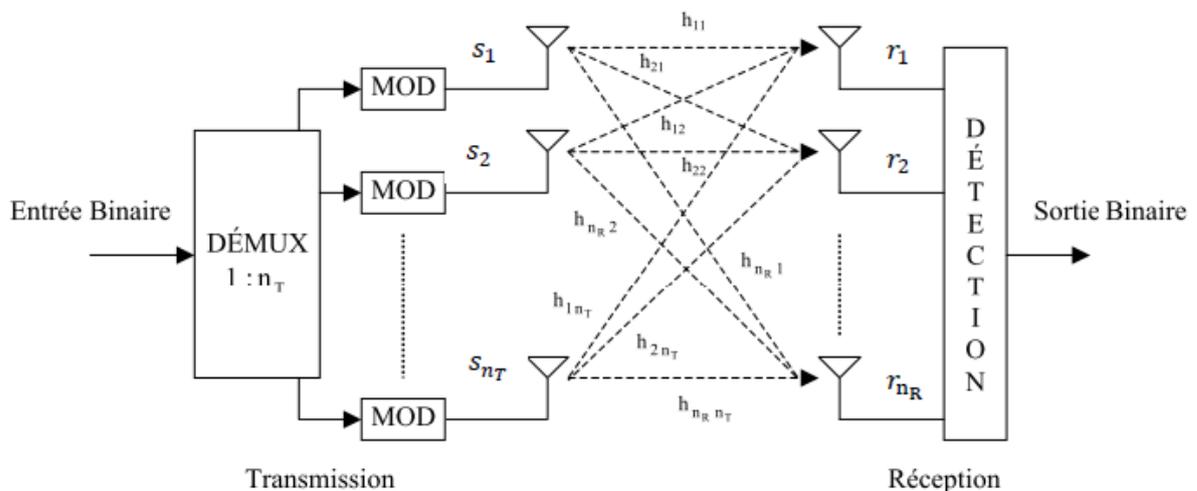


Figure 3.08 : Résumé de la transmission V-BLAST

Le système complet comprend N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception. Le coefficient h_{ij} est le gain complexe du trajet entre l'antenne d'émission i et l'antenne de réception j . Ces gains sont modélisés comme des variables aléatoires gaussiennes, centrées, complexes et indépendantes avec une variance égale à 0.5 pour chaque partie réelle et imaginaire. S_i représente le symbole émis par l'antenne d'émission i . Le signal r_j reçu par l'antenne j peut par conséquent s'écrire de manière discrète : [3.05] [3.06]

$$r_j = \sum_{i=1}^{nt} h_{ji} S_i + n_j \quad (3.01)$$

Où n_j est le bruit gaussien complexe additif sur l'antenne j . Les n_j sont considérés comme variables aléatoires gaussiennes centrées, complexes et indépendantes de variance $0.5\sigma^2$ par dimension complexe $E[|n_j|^2] = \sigma^2$. Les coefficients h_{ij} sont indépendants entre eux ce qui revient à supposer un espacement suffisant entre les antennes d'émission et de réception. On suppose que le récepteur connaît parfaitement les gains complexes des trajets et la variance du bruit.

Si l'on considère à présent l'ensemble des symboles reçus simultanément par les antennes c'est à dire on a synchronisation à l'émission et à la réception alors le système peut s'écrire sous la forme suivante :

$$r = HS + n \quad (3.02)$$

Où H est la matrice du canal de taille $n_t * n_r$ définie par l'ensemble des trajets:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1nT} \\ h_{21} & \cdots & h_{2nT} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{nR1} & \cdots & h_{nRnT} \end{bmatrix} \quad (3.03)$$

Et s est le vecteur émis de taille $n_t * 1$ et n le vecteur de bruit de taille $n_r * 1$

3.2.4.1 Cas de V-BLAST de 8x8 antennes

Dans un canal MIMO de 8x8, l'utilisation probable de la mise à disposition des 8 antennes d'émission peut être comme suit:

- Considérons que nous avons une séquence de transmission, par exemple S_1, S_2, \dots, S_n
- Dans la transmission normale, nous envoyons S_1 dans le premier intervalle de temps, S_2 dans le second intervalle de temps, puis S_3 et ainsi de suite.
- Cependant, comme nous avons maintenant 8 antennes d'émission, nous pouvons regrouper les symboles en groupes de 8. Dans le premier intervalle de temps, envoyer S_1 jusqu'à S_8 à partir

de la première jusqu'à la huitième antenne. En deuxième tranche de temps, envoyer S_9 jusqu'à S_{16} à partir de la première jusqu'à la huitième antenne, envoyer S_{17} et S_{24} dans le troisième intervalle de temps et ainsi de suite.

- Notez que lorsque nous regroupons deux symboles et de les envoyer dans un intervalle de temps, il suffit de $\frac{n}{2}$ intervalles de temps pour terminer la transmission, le débit de données est doublé.

Dans la figure ci-dessous, le canal de l'émetteur i au récepteur j est représenté par h_{ij} [3.07]

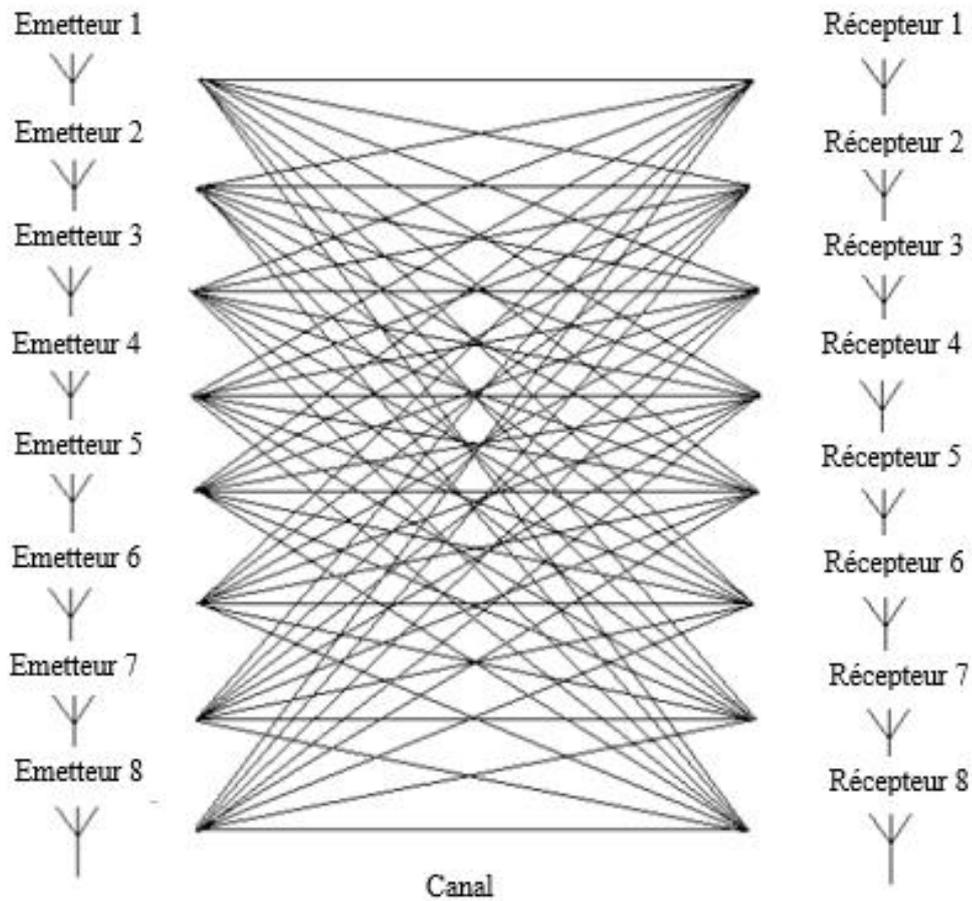


Figure 3.09 : Cas d'une transmission 8x8 antennes

Les symboles sont transmis de la manière suivante, Où T dénotes l'émetteurs et S_i sont des symboles modulés.

Tableau 3.01 : *Manière de transmission des symboles pour 2 intervalles de temps*

	T₁							
1^{er} intervalle de temps	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈
2^{em} intervalle de temps	S ₉	S ₁₀	S ₁₁	S ₁₂	S ₁₃	S ₁₄	S ₁₅	S ₁₆

Les vecteurs reçus peuvent être écrites dans l'équation de la matrice selon la formule précédemment citée :

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5 \\ r_6 \\ r_7 \\ r_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} & h_{15} & h_{16} & h_{17} & h_{18} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} & h_{25} & h_{26} & h_{27} & h_{28} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} & h_{35} & h_{36} & h_{37} & h_{38} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} & h_{45} & h_{46} & h_{47} & h_{48} \\ h_{51} & h_{52} & h_{53} & h_{54} & h_{55} & h_{56} & h_{57} & h_{58} \\ h_{61} & h_{62} & h_{63} & h_{64} & h_{65} & h_{66} & h_{67} & h_{68} \\ h_{71} & h_{72} & h_{73} & h_{74} & h_{75} & h_{76} & h_{77} & h_{78} \\ h_{81} & h_{82} & h_{83} & h_{84} & h_{85} & h_{86} & h_{87} & h_{88} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \\ S_7 \\ S_8 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5 \\ n_6 \\ n_7 \\ n_8 \end{bmatrix} \quad (3.04)$$

3.2.4.2 Règle de décision de forçage à zéro

La détection par forçage à zéro (ou détection ZF) est basée sur l'inversion ou le pseudo inversion de la matrice. [3.08]

$$\begin{bmatrix} \widehat{S}_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \\ S_7 \\ S_8 \end{bmatrix} = (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5 \\ r_6 \\ r_7 \\ r_8 \end{bmatrix} \quad (3.05)$$

3.3 Réception de V-BLAST

Il existe de nombreux algorithmes de réception envisageables pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (ZF) ou la minimisation de l'erreur quadratique moyenne. L'algorithme

de réception proposé pour le système V-BLAST est connu sous le terme OSIC (Ordered Serial Interference Cancellation), essaie d'éliminer successivement les interférences dues aux émetteurs autres que celui dont on estime les symboles. Ils sont sous-optimaux en termes de TEB. [3.09]

3.3.1 Récepteur ZF

Ce récepteur est le plus simple et aussi le moins performant. Il cherche à annuler les contributions des autres émetteurs sur chaque symbole et sépare ainsi parfaitement les symboles $(S_i)_{i=1..N_T}$ transmis dans le même canal. Ceci revient à inverser la matrice de transfert du canal.

$$\hat{S} = WS = H^+ S = (H^H H)^{-1} H^H S \quad (3.06)$$

Où H^+ représente le pseudo-inverse, et $W = H^+ = (H^H H)^{-1}$.

Lorsque H est mal conditionné, son inversion multiplie le bruit et dégrade alors sérieusement les performances à faible SNR. [3.09]

3.3.2 Détection de V-BLAST

Les N_r récepteurs sont des récepteurs QAM conventionnels. Ces récepteurs opèrent aussi en canal commun. Le processus de traitement du signal à la réception utilise une combinaison des anciennes et nouvelles techniques pour séparer les signaux de manière efficace. Ainsi, une grande efficacité spectrale est atteinte et la capacité de Shannon est approchée à 90 %. En effet, la technique V-BLAST propose en plus d'une détection linéaire par annulation des interférences telles que proposée par les méthodes de détection linéaires, une soustraction des symboles déjà détectés. En utilisant cette technique les interférences émanant des symboles déjà détectés sont aussi soustraites du vecteur reçu générant ainsi un nouveau vecteur renfermant moins d'interférences.

Lorsque la soustraction des symboles est utilisée, l'ordre dans lequel les composantes du vecteur S sont détectées et devient important. A cet effet, il a été démontré qu'en détectant à chaque étape la composante ayant le plus grand SNR, c'est à dire le signal le plus fort est détecté en premier alors on réalise une détection avec un ordre optimal. [3.10]

Si on suppose que $\{K_1, \dots, K_{N_r}\}$ est l'ordre optimal de la détection, alors on peut écrire :

$$SNR_{(s_{k_1})} \geq SNR_{(s_{k_2})} \geq \dots \geq SNR_{(s_{k_{N_r}})}$$

Où $SNR_{(S_{K_i})}$ désigne le SNR de la composante S_k du vecteur émis S .

L'algorithme de détection V-BLAST peut être décrit comme suit :

- En utilisant le vecteur annulant W_k , former la décision h telle que :

$$y_k = W_k^T r_1 \quad (3.07)$$

Où $r_1 = r$ désigne le vecteur reçu.

- Décider sur y_k pour obtenir \widehat{S}_k

$$\widehat{S}_k = Q(y_k) \quad (3.08)$$

Où Q désigne une opération de quantification, suivant la constellation utilisée.

- Soustraction des symboles déjà détectés du vecteur reçu :

$$r_2 = r_1 - \widehat{S}_k(H)_k \quad (3.09)$$

Où $(H)_k$ est la colonne k de la matrice du canal H . Le processus est par suite réitéré jusqu'à la détection de tous les symboles.

Le calcul du vecteur annulant W_k dépend du critère de détection choisi. Les critères les plus fréquents sont le critère de forçage à zéro ou ZF (Zero Forcing) ou le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne EQMM. Si ZF est choisi comme critère de détection, alors W_k est la ligne k de la matrice pseudo-inverse H^+ . [3.11]

3.4 Conclusion

Ce chapitre porte sur l'étude de multiplexage spatial qui permet d'augmenter le débit d'information et qui est proportionnelle au nombre d'antennes utilisé sans augmenter la bande passante ou la puissance à émettre. Nous avons présenté les différents types d'architectures de BLAST et nous prendrons comme étude l'architecture basée sur V-BLAST qui vise principalement à augmenter la capacité du système. Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices. Nous avons donc présenté deux types d'algorithmes de réception, tel que ZF, EQMM et le MV, permettant de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale, dans le but de faire augmenter le débit de plus en plus et d'avoir la meilleure qualité de signal à la réception. Dans la suite de notre travail, nous allons nous pencher sur la simulation des capacités des différentes architectures SISO, MISO, SIMO et MIMO et les performances du système selon les différentes configurations.

CHAPITRE 4

SIMULATION D'ANALYSE DE LA PERFORMANCE D'UNE TRANSMISSION MULTI-ANTENNAIRE

4.1 Introduction

Avant de concevoir des systèmes de communication, l'évaluation de leurs performances s'avère nécessaire. Toutefois, le but de ce travail est d'arriver à réaliser une simulation qui traitera les performances des systèmes MIMO et vérifions que le système multi-antennaire améliore la transmission, commençant par la comparaison des différentes capacités que nous avons vu dans le premier chapitre, puis l'analyse des taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit pour chaque algorithme d'analyse tels que le ZF, EQMM et MV. Puis l'effet de la diversité pour la transmission du type Alamouti et enfin la comparaison de la performance des codes tels que le codage en bloc et le codage en treillis.

4.2 Langage utilisé

Le choix du bon environnement de programmation est très important pour le développement des projets. Cela se fait suivant plusieurs facteurs comme la puissance de compilation, la facilité d'utilisation, la disponibilité de plusieurs fonctionnalités et la communication avec d'autres environnements.

Afin de réaliser les différentes simulations de notre système, nous allons avoir recours aux outils du logiciel MATLAB (MATrix LABoratory). Ce dernier est un langage de calcul scientifique de haut niveau et un environnement interactif pour le développement d'algorithmes, la visualisation et l'analyse des données, ou encore le calcul numérique.

En utilisant MATLAB, nous pouvons résoudre des problèmes de calcul scientifique plus rapidement qu'avec les langages de programmations traditionnels car il n'est pas nécessaire d'effectuer les tâches de programmation de bas niveau, comme la spécification des types de données et l'allocation de la mémoire.

4.3 Simulation

Pour pouvoir bien effectuer l'analyse de la performance d'une transmission multi-antennaire, nous développons une application comportant deux fenêtres dont la fenêtre d'accueil et la fenêtre

d'analyse de calcul. Nous utilisons ainsi le modèle Simulink et bertool pour l'analyse du codage spatio-temporel. La figure suivante démontre la fenêtre principale de l'application :



Figure 4.01 : *Interface d'accueil*

4.3.1 *Analyse de la capacité du canal*

Le bloc analysant la capacité du système est effectué par un programme suivant la formule définissant la capacité du canal que nous avons vu dans le premier chapitre. Pour cette étude, nous allons comparer la capacité du canal du système SISO, MISO, SIMO et MIMO en fonction du rapport signal sur bruit ou SNR.

On prend comme variable d'entrée la puissance utile du signal et la densité spectrale du bruit pouvant perturber la transmission.

Comme nous avons vu dans la théorie, on souhaite d'avoir une transmission beaucoup plus performant par la variation du nombre d'antenne d'émission et de réception tout en fixant la puissance à émettre. La simulation est illustrée par la figure suivante.

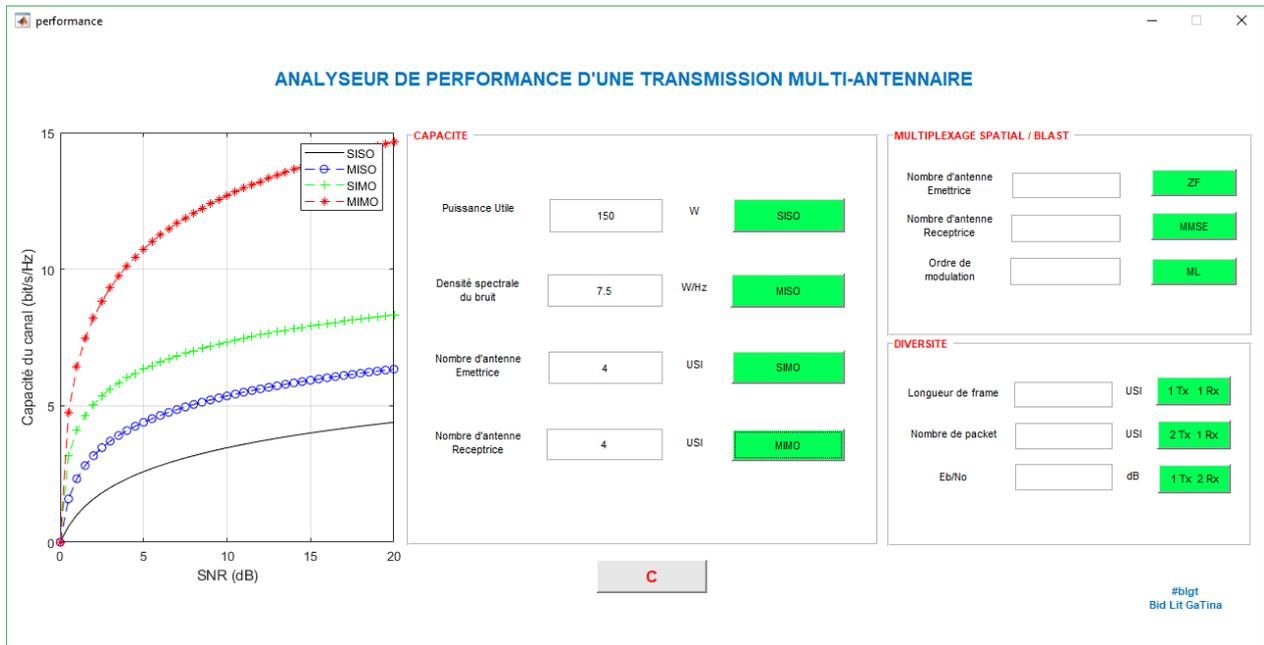


Figure 4.02 : Simulation de la capacité des différents systèmes

Pour cet exemple, l'analyse se penche sur la comparaison de la capacité des quatre différents systèmes suivant les descriptions suivants :

- Le système SISO où on utilise une seule antenne à l'émission et une seule antenne à la réception.
- Le système MISO où on utilise ici quatre antennes d'émission et une seule antenne à la réception.
- Le système SIMO où on utilise ici une seule antenne à l'émission et quatre antennes à la réception.
- Le système MIMO où utilise quatre antennes d'émission et quatre antennes de réception.

La transmission se fait avec une puissance de 150W et une densité spectrale de bruit 7.5W/Hz qui est généralement environ 5% de la puissance à émettre. On va fixer alors ces valeurs pour tous les cas du système pour bien comparer leurs performances. Les courbes de variation de la capacité de chaque système sont représentées par la figure suivante.

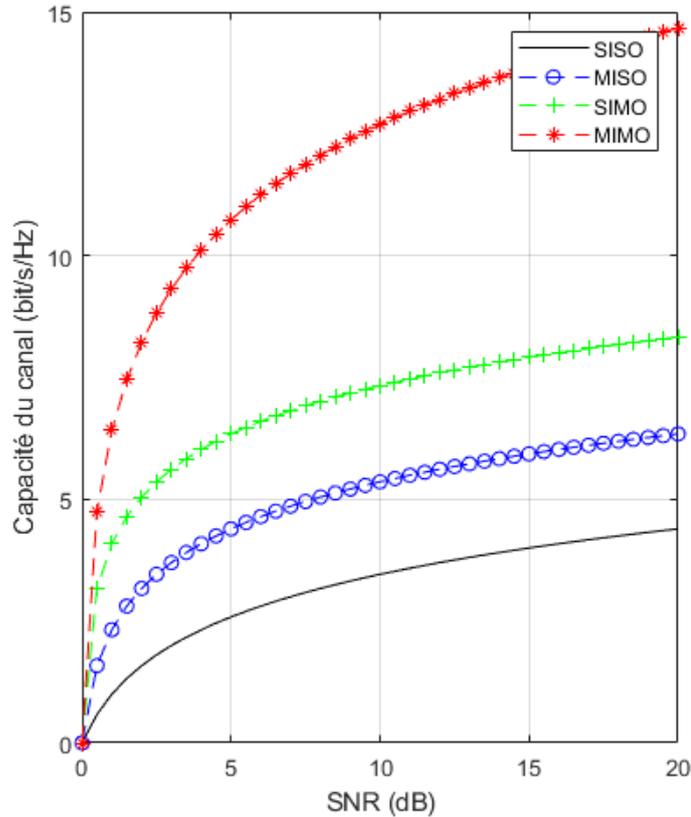


Figure 4.03 : Résultat de la simulation de la capacité des différents systèmes

La capacité varie suivant la valeur du rapport signal sur bruit. Pour une variation de 0 à 20dB du SNR, la capacité du canal SISO varie de 0 à 5bit/s/Hz. Pour le système MISO, elle varie de 0 à 7bit/s/Hz. Ensuite pour le système SIMO, la capacité varie de 0 à 9bit/s/Hz. Puis pour le système MIMO, elle varie de 0 à 15bit/s/Hz. On constate alors que le système SISO est le moins performant en termes de capacité, puis le système MISO, ensuite le système SIMO et le système le plus performant en termes de capacité est le système MIMO.

4.3.2 Multiplexage spatial associé aux différents algorithmes de réception

Nous avons cité précédemment les différents algorithmes de réceptions qui sont le ZF, EQMM et MV. Maintenant, nous allons faire la comparaison de la performance de ces algorithmes. Le schéma ci-dessous nous montre les paramètres pris en compte comme le nombre d'antenne d'émission, le nombre d'antenne de réception et l'ordre de modulation choisi.

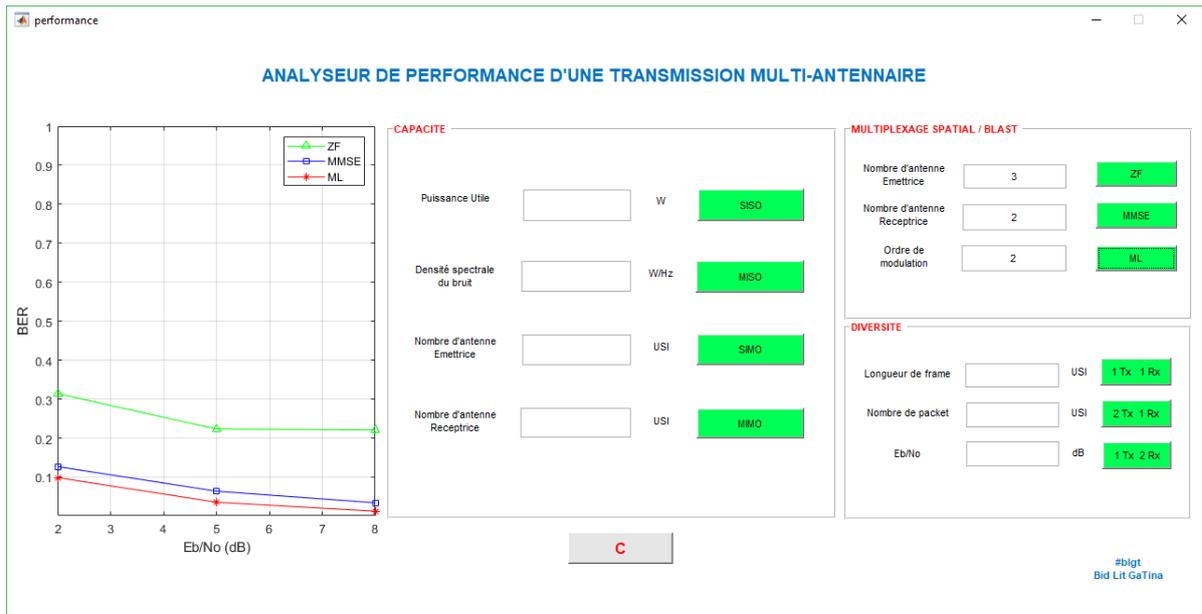


Figure 4.04 : Simulation du multiplexage spatial avec les algorithmes de réception

On prend ici un système de transmission avec trois antennes d'émission et deux antennes de réception avec une modulation PSK d'ordre deux. La simulation s'effectue selon les algorithmes de réception ci-dessus. On a donc le résultat suivant :

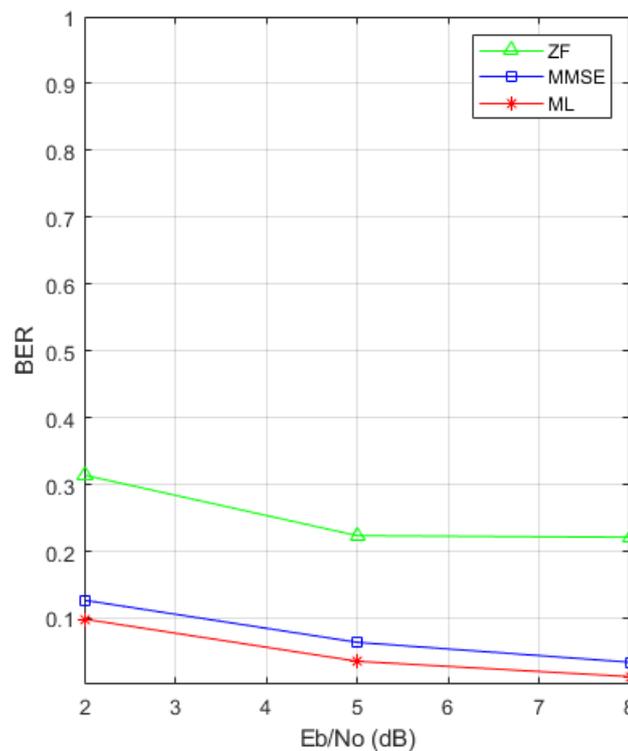


Figure 4.05 : Résultat de la simulation du multiplexage spatial selon les différents algorithmes de réception

Ces courbes représentent la variation du BER en fonction du rapport signal sur bruit. On constate une variation décroissante du taux d'erreur binaire suivant l'augmentation du SNR. Pour une variation du E_b/N_0 de 2 à 8dB, le taux d'erreur binaire pour le récepteur ZF varie de $3 \cdot 10^{-1}$ vers $2 \cdot 10^{-1}$. Pour le récepteur utilisant l'algorithme MMSE, le taux d'erreur binaire varie entre 10^{-1} et $5 \cdot 10^{-2}$. Le taux d'erreur binaire du récepteur ML reste toujours en dessous de 10^{-2} . On peut dire donc que le récepteur ML est beaucoup plus performant en termes de taux d'erreur binaire face aux autres algorithmes de réception.

4.3.3 Comparaison de la diversité d'émission et la diversité de réception

Cette section met en évidence la comparaison entre la diversité en émission et en réception en simulant avec une modulation BPSK cohérente sur des canaux Rayleigh à évanouissements plats. Pour la diversité en émission, nous utilisons deux antennes d'émission et une antenne de réception, tandis que pour la diversité en réception, nous utilisons une antenne d'émission et deux antennes de réception. On suppose ici que le canal est parfaitement connu du récepteur pour tous les systèmes. Nous effectuons la simulation sur une plage de points E_b / N_0 pour générer des résultats de BER qui nous permettent de comparer les différents systèmes. La figure suivante représente la simulation.

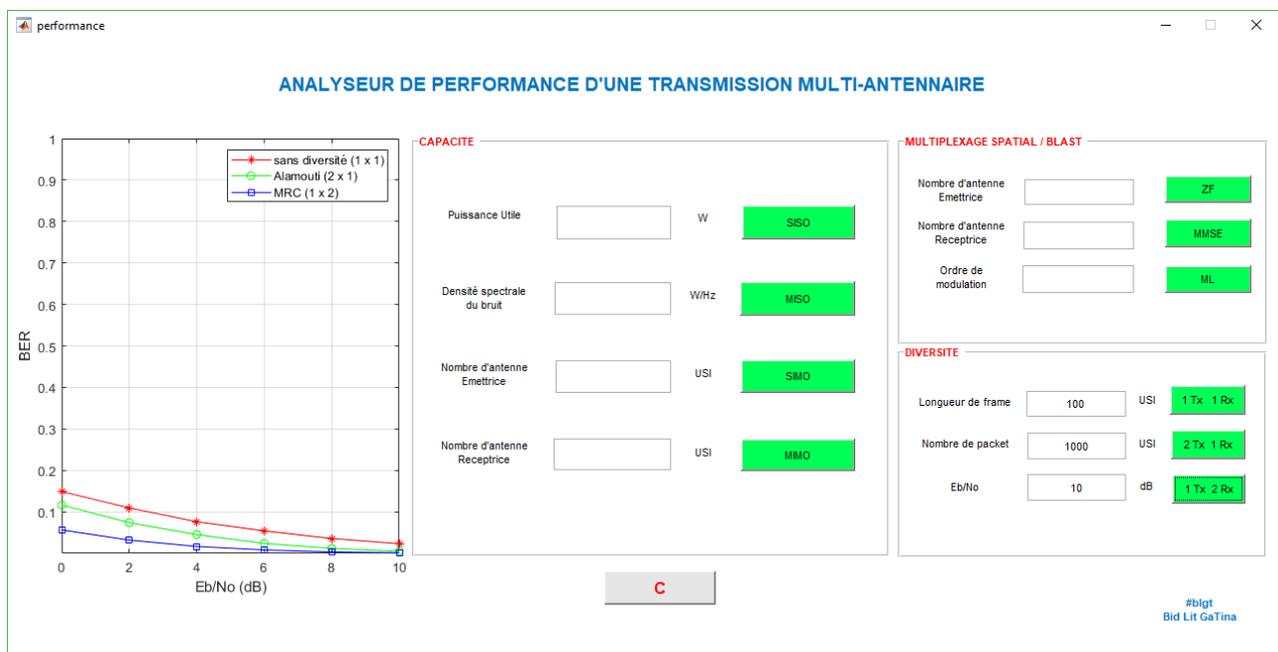


Figure 4.06 : Diversité à l'émission face à la diversité à la réception

Le système à diversité d'émission présente une complexité de calcul très similaire à celle du système à diversité de réception. Les résultats de la simulation obtenus montrent que l'utilisation de deux antennes d'émission et d'une antenne de réception fournit des désavantages en termes de taux d'erreur binaire par rapport à l'utilisation d'une antenne d'émission et deux antennes de réception.

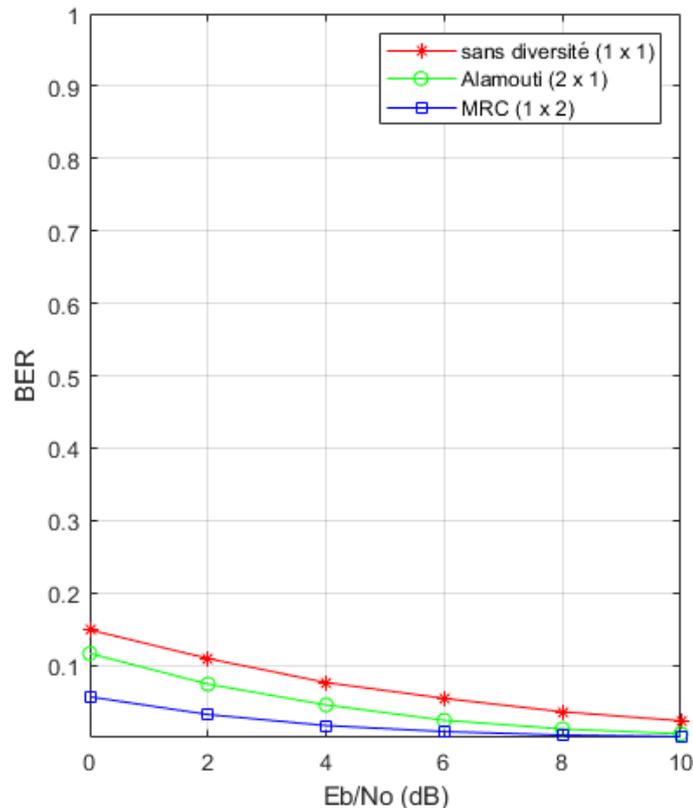


Figure 4.07 : Résultat de la diversité en émission et en réception

En effet, pour une variation de E_b/N_0 de 0 à 10dB (comme exemple), le taux d'erreur binaire ne dépasse pas de $5 \cdot 10^{-2}$ pour l'utilisation d'une antenne d'émission et deux antennes de réception. Pour le cas de deux antennes d'émission et une antenne de réception, le taux d'erreur binaire atteint une valeur supérieur à 10^{-1} .

4.3.4 Mesure de BER (Bit Error Rate) d'une transmission MIMO (Simulink)

Dans ce paragraphe, nous allons calculer le taux d'erreur binaire d'une transmission MIMO avec trois antennes d'émissions et deux antennes de réceptions. Le codage utilisé est le codage OSTBC avec un rendement $\frac{3}{4}$. La simulation se fait à l'aide du simulateur de bloc Simulink et on comparera le résultat avec le résultat théorique en affichant les courbes de résultats par BERtool.

Nous allons voir ci-après la chaîne de transmission à étudier composée de plusieurs blocs tels qu'un générateur de signal, un modulateur puis le signal passe par un encodeur OSTBC. Ensuite le signal passe par le canal MIMO avant de subir les opérations inverses à la réception comme le combineur et le démodulateur. Nous utilisons un bloc calculateur d'erreur et un afficheur numérique pour pouvoir consulter le résultat.

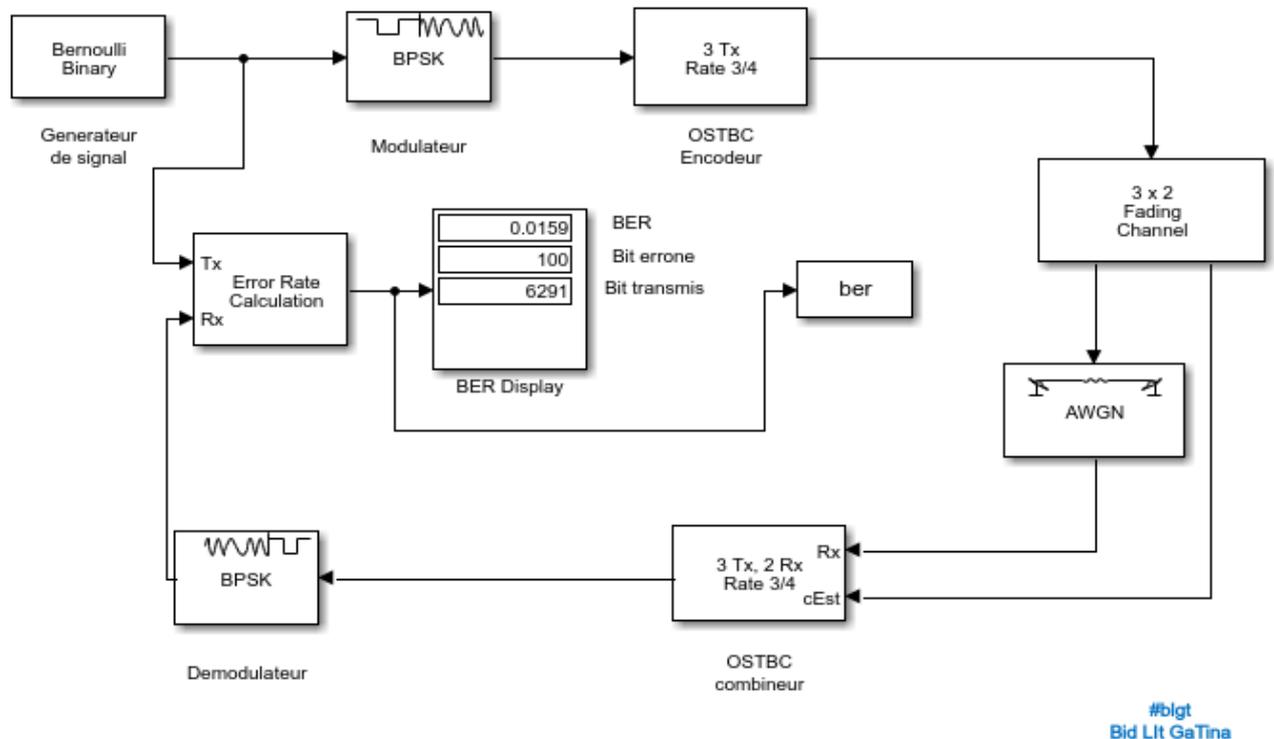


Figure 4.08 : *Chaine de transmission MIMO 3Tx 2Rx*

Le bloc Bernoulli génère des nombres binaires aléatoires à l'aide d'une distribution de Bernoulli. La distribution de Bernoulli produit un bit zéro avec une probabilité p et un avec une probabilité $1-p$. La distribution de Bernoulli a la valeur moyenne $1-p$ et la variance $p(1-p)$.

Le modulateur BPSK effectue la modulation à l'aide de la méthode de modulation par décalage de phase binaire. La sortie est une représentation en bande de base du signal modulé. L'entrée doit être un signal à valeur binaire à temps discret. Si le bit d'entrée est respectivement égal à 0 ou 1, le symbole modulé est respectivement $\exp(j\theta)$ ou $-\exp(j\theta)$, où θ représente le paramètre de décalage de phase.

Le codeur OSTBC code une séquence de symboles d'entrée à l'aide du codage spatio-temporel en bloc orthogonal (OSTBC).

Le bloc mappe les symboles d'entrée par blocs et concatène les matrices de mots de code de sortie dans le domaine temporel.

Le bloc MIMO Fading Channel filtre un signal d'entrée à l'aide d'un canal de fading à trajets multiples à entrées/sorties multiples (MIMO). Ce bloc modélise les évanouissements de Rayleigh et de Rician et utilise le modèle de Kronecker pour modéliser la corrélation spatiale entre les liaisons.

Le bloc AWGN Channel ajoute un bruit gaussien blanc au signal d'entrée. Il hérite de la durée d'échantillonnage du signal d'entrée.

Le bloc OSTBC Combiner combine le signal d'entrée de toutes les antennes de réception et le signal d'estimation de canal pour extraire les informations des symboles codés à l'aide d'un OSTBC. L'estimation du canal d'entrée ne peut pas être constante pendant chaque transmission de bloc de mots de code et l'algorithme de combinaison utilise uniquement l'estimation pour la première période de symbole par bloc de mots de code.

Un démodulateur ou un décodeur de symboles suivrait le bloc combiner dans un système de communication MIMO. Le bloc effectue la combinaison pour chaque symbole indépendamment. L'algorithme de combinaison dépend de la structure de l'OSTBC.

Le démodulateur BPSK démodule un signal modulé à l'aide de la méthode de modulation par décalage de phase binaire. L'entrée est une représentation en bande de base du signal modulé. Ce bloc accepte un signal d'entrée scalaire ou vecteur colonne. Le signal d'entrée doit être un signal complexe à temps discret. Le bloc mappe les points $\exp(j\theta)$ et $-\exp(j\theta)$ à 0 et 1, où θ est le paramètre de décalage de phase.

Le bloc de calcul de taux d'erreur compare les données d'entrée d'un émetteur aux données d'entrée d'un récepteur. Il calcule le taux d'erreur comme une statistique en cours d'exécution, en divisant le nombre total de paires inégales d'éléments de données par le nombre total d'éléments de données

en entrée provenant d'une source. Si les entrées sont des bits, le bloc calcule le taux d'erreur sur les bits. Si les entrées sont des symboles, le taux d'erreur des symboles est alors calculé.

Le bloc Display se connecte à un signal de notre modèle et affiche sa valeur pendant la simulation.

L'exemple de transmission que nous avons vu dans la figure ci-dessus consiste à transmettre 6291 bits. On constate alors qu'il y a 100 bits erronés soit 0.0159 de taux d'erreur binaire. Nous pouvons comparer ce résultat à l'aide d'un graphe avec le résultat théorique. Cette comparaison est illustrée par le schéma ci-dessous.

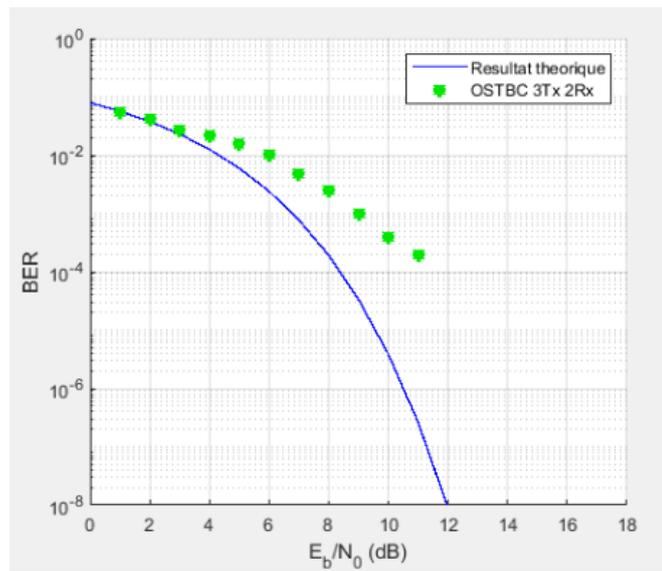


Figure 4.09 : Comparaison de OSTBC 3Tx 2Rx et le résultat théorique

Pour le résultat théorique, le taux d'erreur binaire est compris entre 10⁻¹ et 10⁻⁸ suivant la valeur de Eb/No de 0 à 12 dB. De même pour notre cas, le taux d'erreur binaire est en dessous de 10⁻¹ mais pour une valeur de Eb/No 12dB, le taux d'erreur binaire est à 10⁻⁴.

4.3.5 Performance du codage spatio-temporel

Les codages spatio-temporels en blocs orthogonaux sont une technique attrayante pour les communications sans fil MIMO. Ils exploitent un ordre de diversité spatiale complet et bénéficient du décodage symbole à maximum de vraisemblance. Le combineur pour OSTBC côté récepteur fournit des informations souples sur les symboles transmis, qui peuvent être utilisées pour le décodage ou la démodulation d'un code externe. La modulation treillis code est un schéma

efficace en bande passante qui intègre le codage et la modulation pour fournir un gain de codage important. La concaténation de la modulation treillis code avec un code en bloc offrira généralement une performance améliorée. Cette simulation illustre les avantages de la concaténation du codage en bloc et la modulation treillis code dont le gain de diversité spatiale offert par le code spatio-temporel en bloc orthogonaux et le gain de codage offert par le treillis code. Les résultats de la simulation nous permettent d'observer clairement la diversité et les gains de codage du schéma de concaténation par rapport aux modèles OSTBC et STTC.

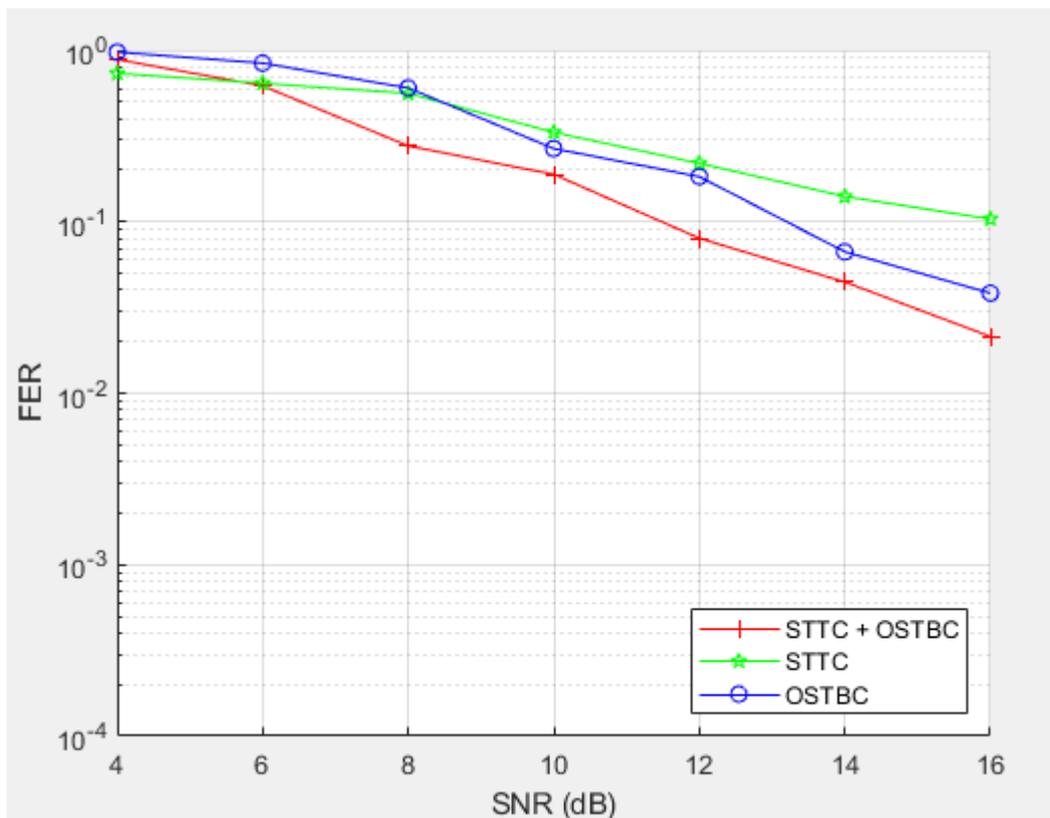


Figure 4.10 : Performance du codage spatio-temporel

D'après ce résultat, on constate que la combinaison du code orthogonal en bloc avec la modulation treillis code améliore beaucoup la transmission car il diminue le taux d'erreur d'un frame. A partir de cette comparaison, on constate ainsi qu'en dessus d'un SNR 10dB, la variation du taux d'erreur d'un frame pour le codage en bloc est inférieur par rapport à l'utilisation du codage en treillis.

4.4 Conclusion

Dans ce quatrième et dernier chapitre, Nous Nous sommes penchés sur les caractéristiques principales des systèmes MIMO. Nous avons expliqué la raison de leur succès en montrant que la capacité pouvait croître linéairement avec le nombre d'antennes émettrices et d'antennes réceptrices. Nous avons présenté les différentes simulations des systèmes MIMO qui permettent d'augmenter la capacité des systèmes de communication sans fil, en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. De même le système MIMO augmente la diversité en utilisant différentes techniques. En effet, nous avons enchainé avec une présentation des performances du multiplexage spatial et les codes spatio-temporels. La complexité des récepteurs des codes espace-temps en blocs est plus faible que celle des récepteurs à multiplexage spatial mais ces derniers permettent d'augmenter la capacité contrairement aux codes espace-temps en blocs qui cherchent à augmenter la diversité du système. Nous avons montré par simulation qu'une importante augmentation du gain en BER si on augmente le nombre d'antennes dans le cas du code spatio-temporels. Finalement, nous avons prouvé une dégradation des performances quand le nombre d'états de la constellation utilisée augmente (de 4-QAM à 16-QAM). Ceci résulte de la diminution de la distance euclidienne entre les différents états pour des constellations de taille croissante.

CONCLUSION GENERALE

Ces dernières années, les travaux de recherche dans le domaine des télécommunications sans fils ont amenés de nouvelles solutions pour améliorer le débit et la qualité de transmission. Une des techniques qui peut répondre à ces problématiques est connue sous le nom de systèmes MIMO.

Le travail de ce mémoire a été initié dans ce contexte et a porté sur l'étude des performances des systèmes multi-antennaire.

Nous avons commencé par étudier les caractéristiques principales de ces systèmes MIMO. Nous avons essayé dans cette partie de proposer une vue d'ensemble du domaine. En particulier nous avons expliqué la raison de leur succès en montrant que la capacité pouvait croître linéairement avec le nombre d'antennes utilisé.

La comparaison entre le système MIMO et les autres systèmes comme SISO, SIMO et MISO démontre qu'il n'y a aucun doute quant à l'intérêt de la technologie MIMO en termes de capacité. Outre les environnements de propagation qui doivent proposer de nombreux échos pour atteindre un ordre de diversité acceptable. Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices. En effet, on a également présenté plusieurs algorithmes permettant de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale, ainsi que l'architecture de code spatio-temporel.

Les algorithmes MIMO implémentés ont été choisis en fonction de leur simplicité. Ces algorithmes reposent à l'émission, sur le multiplexage spatial ou sur le codage spatio-temporel. Dans ce stade, nous avons donné un aperçu sur les performances des codes spatio-temporel qui introduit par Alamouti en 1998, puis généralisé par la suite par Tarokh. La première exploite toute la diversité spatio-temporelle pour accroître le gain tandis que la deuxième vient compléter la première par son rapport en gain de codage. D'autres systèmes MIMO sont exposés par la suite, notamment les systèmes basés sur le multiplexage spatial, telle l'architecture BLAST développée par les laboratoires Bell doivent cependant respecter un bon nombre de contraintes, dont la bande étroite reste la principale. La dernière partie a été consacrée à la simulation des capacités des différents schémas d'un système multi-antennaire, ainsi le multiplexage spatial, le codage spatio-temporel ainsi que la diversité.

Les résultats de simulation ont montré que les techniques MIMO peuvent soit augmenter la capacité ou l'efficacité spectral, soit améliorer la robustesse des systèmes sans fil. L'étude nous montre que pour avoir une bonne qualité de transmission, le choix des différentes configurations est très important comme le choix du code, les techniques de multiplexage et le nombre d'antenne à utiliser.

ANNEXES

Annexe 1 : PRINCIPE DE L'OFDM

Plusieurs obstacles se trouvant dans le canal de propagation peuvent entraîner une détérioration du signal émis. Un signal peut subir pendant son trajet un affaiblissement dû au phénomène de « multi-trajet » pour lequel les informations portées par les signaux réfléchis par des divers obstacles dans le canal sont dispersées dans le temps et entraînent des interférences, et si les trajets sont de puissance similaire, et/ou s'ils sont en grand nombre, ils créent une interférence dommageable pour les performances de la transmission, appelée interférence entre symboles (IES). Ces signaux arrivent au récepteur avec un certain retard, ce qui crée le phénomène d'écho. Un canal multi-trajet présente, en effet, une réponse fréquentielle qui n'est pas plate mais comportant des creux et des bosses, dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Afin de remédier à ce désagrément la modulation OFDM apparaît comme une solution pour les canaux qui présentent des échos importants (canaux multi trajet). Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence ou OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de modulation multi-porteuse à base de Transformée de Fourier rapide. C'est une combinaison de modulation et de multiplexage fréquentielle. L'OFDM divise une bande de fréquence en plusieurs sous-canaux espacés par des zones libres de tailles fixes. Les systèmes OFDM transmettent les données par blocs : le flux original de données de débit R est multiplexé en N flux parallèles de débit R/N . Il s'agit bien d'un multiplexage fréquentiel puisque les données sont transmises sur N canaux différents. La figure ci-dessous représente le principe générale de l'OFDM :

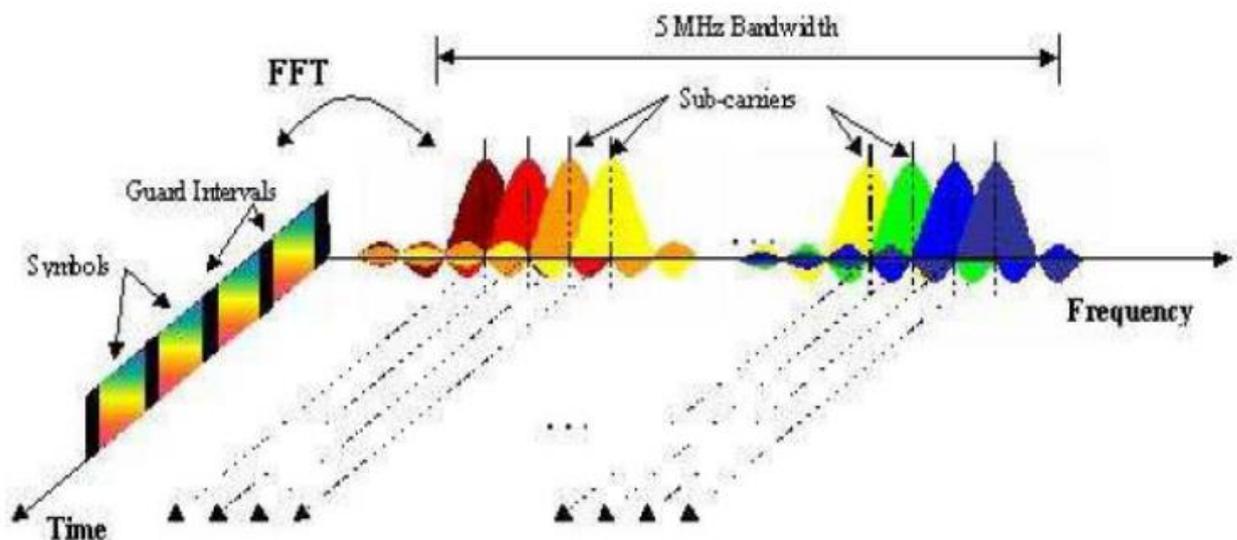


Figure A1.01 : Principe de l'OFDM

Annexe 2 : PRESENTATION DU LOGICIEL MATLAB

Le logiciel Matlab est un logiciel de manipulation de données numériques et de programmation. Son objectif, par rapport aux autres langages, est de simplifier au maximum la transcription en langage informatique d'un problème mathématique, en utilisant une écriture la plus proche possible du langage naturel scientifique. Le logiciel fonctionne sous Windows et sous Linux. Son interface de manipulation utilise les ressources usuelles du multifenêtrage.

L'écran de base comprend l'écran de contrôle Command Window ainsi que des fenêtres complémentaires permettant de suivre le fonctionnement général d'une application.

Les instructions frappées dans la Command Window s'exécutent directement. La fenêtre principale est présentée par la figure ci-dessous :

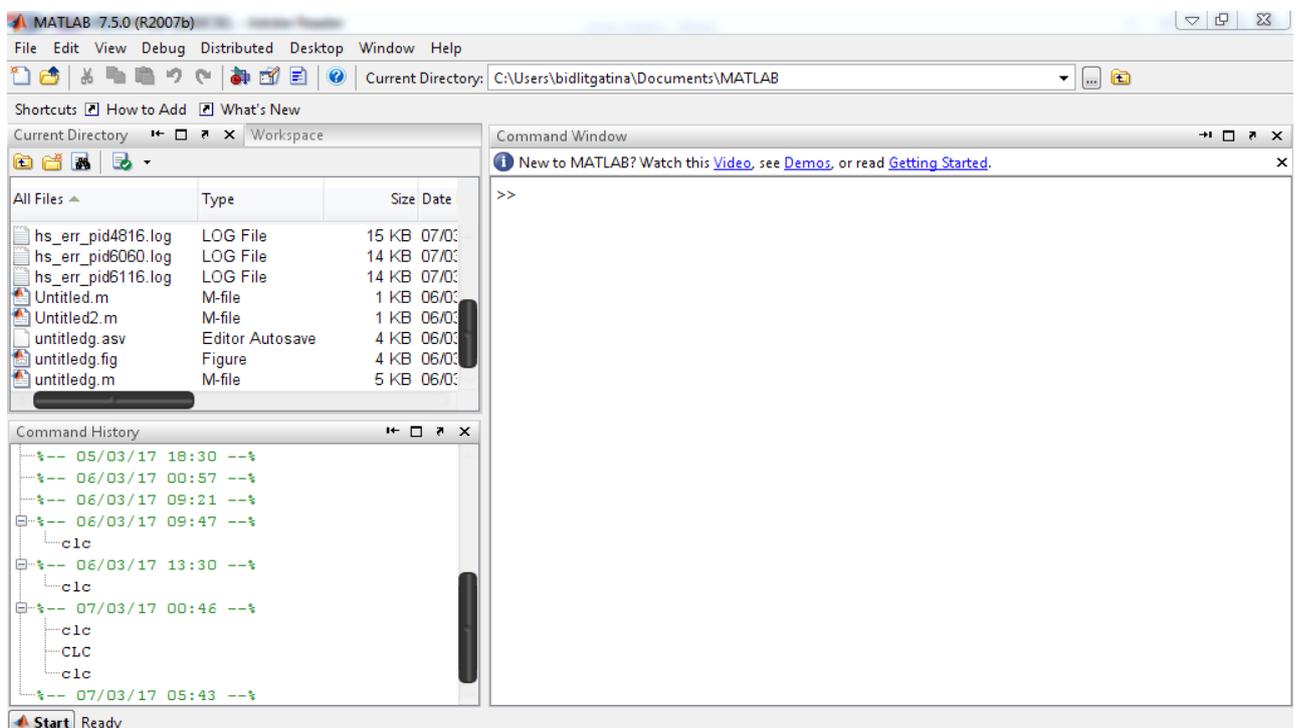


Figure A2.01 : Fenêtre principale

Le logiciel propose un véritable environnement de travail composé de multiples fenêtres. Nous pouvons distinguer quatre blocs :

- Command window (console d'exécution) : à l'invite de commande « >> », l'utilisateur peut entrer les instructions à exécuter. Il s'agit de la fenêtre principale de l'interface.

- Current directory (répertoire courant) : permet de naviguer et de visualiser le contenu du répertoire courant de l'utilisateur. Les programmes de l'utilisateur doivent être situés dans ce répertoire pour être visible et donc exécutables.
- Workspace (espace de travail) : permet de visualiser les variables définies, leur type, la taille occupée en mémoire...
- Command history : historique des commandes que l'utilisateur a exécutées. Il est possible de faire glisser ces commandes vers la fenêtre de commande.

BIBLIOGRAPHIES

- [1.01] Mr. bakhir hadjali, « *Exploitation de localisation des techniques MIMO-OFDM pour la transmission des réseaux locaux sans fil* », Mémoire pour l'obtention du Diplôme de magister en télécommunications, université Abou Bekr Belkaid en 2012.
- [1.02] Ould ahmed djiddou « *Etude de la technique d'accès OFDM pour la norme IEEE802.16 dans le cas d'un canal MIMO* » Thèse d'ingénieur en Télécommunications, en 2007.
- [1.03] Ahamat badawI Hamit et fozin Tedjeugang J. Collins « *les antennes intelligentes MIMO* » Thèse de Magister en Télécommunications, 2006.
- [1.04] I. E. Telatar, « *Capacity of multi-antenna Gaussian channels* », And and European Transactions on Telecommunications, 10(6):585–595, 1999.
- [1.05] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Communications, 6(3):311–335, march 1998.
- [1.06] S. M. Alamouti, "A simple diversity technique for wireless communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16(8):1451–1458, October 1998.
- [1.07] H. Jafarkhani, « *A quasi-orthogonal space-time block code* », IEEE Transactions on Communications, vol. 49, no. 1, pp. 1–4, Jan. 2001.
- [1.08] Souhila ben Mehdi « *étude et d'amélioration les techniques d'émission et de réception de ces systèmes MIMO dans un contexte multi porteuses OFDM* » Thèse d'ingénieur en Télécommunications, l'institut d'Oran de quoi, + 2006
- [1.09] Gesbert, D.; Shafi, M.; Da-shan Shiu; Smith, P.J.; Naguib, A.; "From theory to practice:an overview of MIMO space-time coded wireless systems" Selected Areas in Communications, IEEE Journal on Volume 21, Issue 3, April 2003 Page(s):281 – 302
- [1.12] J. Winters, « *On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment* », IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 5, pp: 871–878, 1987.
- [2.01] V. Tarokh, S. Alamouti and P. Poon , "New detection schemes for transmit diversity with no channel estimation", IEEE International Conference on Universal Personal Communications, volume 2, pages 917-920, October 1998.
- [2.02] S. M. Alamouti, "A simple diversity technique for wireless communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16(8):1451–1458, October 1998.

- [2.03] A. B. Gershman, N. D. Sidiropoulos, « *Space-Time Processing for MIMO Communications* », Wiley 2005.
- [2.04] S.M. Alamouti, « *A simple transmit diversity technique for wireless communications* », IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [2.05] R. Deepa, K. Baskaran, P. Unnikrishnan, A. Kumar « *Study of spatial diversity schemes in multiple Antenna systems* », Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 2009.
- [2.06] R. Wang, « *MIMO: from Theory to Reality* », CodioLink LLC, Jul. 2009.
- [2.07] J. Winters, « *On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment* », IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 5, pp: 871
- [2.08] H. Khaleghi Bizaki, « *Mimo systems, theory and applications* », InTech, Mar. 2011.
- [2.09] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", IEEE Transactions on Information Theory, 44(2):744–765, March 1998.
- [2.10] Souhila ben Mehdi « *étude et d'amélioration les techniques d'émission et de réception de ces systèmes MIMO dans un contexte multi porteuses OFDM* » Thèse d'ingénieur en Télécommunications, l'institut d'Oran de quoi, + 2006
- [2.11] V. Tarokh, S. Alamouti and P. Poon, "New detection schemes for transmit diversity with no channel estimation", IEEE International Conference on Universal Personal Communications, volume 2, pages 917-920, October 1998.
- [3.01] R. Wang, « *MIMO: from Theory to Reality* », CodioLink LLC, Jul. 2009.
- [3.02] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", IEEE Transactions on Information Theory, 44(2):744–765, March 1998.
- [3.03] G. J. Foschini, M. J. Gans, « *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas* », Wireless Personal Com, vol. 6, pp. 311–335, Mar. 1998.

- [3.04] A. A. Valentine, «*Performance of Maximal-Ratio Diversity Systems in a Correlated Nakagami Fading Environment*», IEEE Transactions on Communications. Vol. 43, no. 8, august 1995.
- [3.05] M. H. Ismail, M. M. Matalgah, « *Performance of Selection Combining Diversity in Weibull Fading with Cochannel Interference* », EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2007.
- [3.06] A. Chockalingam, B. S. Rajaniaga, « *Large MIMO Systems*», Indian Institute of Science, Bangalore, Cambridge University Press 2014.
- [3.07] J. A. Scheer, J. L. Kurtz, « *Coherent radar performance estimation*», Artech House 1993.
- [3.08] H. Khaleghi Bizaki, «*Mimo systems, theory and applications*», InTech, Mar. 2011.
- [3.09] A. Chockalingam, B. S. Rajaniaga, « *Large MIMO Systems*», Indian Institute of Science, Bangalore, Cambridge University Press 2014.
- [3.10] T. S. Rappaport, «*Wireless communications principles and practice*», Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall 1999.
- [3.11] R. Deepa, K. Baskaran, P. Unnikrishnan, A. Kumar «*Study of spatial diversity schemes in multiple Antenna systems*», Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 2009.

FICHE DE RENSEIGNEMENTS

Nom : RANDRIAMANJATO
Prénoms : Nanampy Onitina
Adresse de l'auteur : 1118 H 664 Mahazoarivo Nord
Téléphone : 033 17 825 46
E-mail : bid.lit.gatina@gmail.com



Titre du mémoire :

ANALYSE DE LA PERFORMANCE D'UNE TRANSMISSION MULTI-ANTENNAIRE

Nombre de pages : 62

Nombre de tableaux : 04

Nombre de figures : 35

Directeur de mémoire : M. RANDRIANANDRASANA Marie Emile

Téléphone : 034 40 015 81

Mail : emile3marie@gmail.com

FAMINTINANA

Nanomboka taona vitsivitsy izay dia tafiditra ho isan'ireo fenitra lehibe takian'ny fifandraisana ara-teknolojia ny hafainganam-pandeha ny fandefasana hafatra sy fifandraisana indrindra teo amin'ny fifandraisan-davitra ara-nomerika. Mba hatratrarana izany filàna izany dia nandroso sosokevitra ireo mpikaroka tao amin'ny ivom-pikarohana « Bell » tamin'ny taona 1996 mahakasika ny fampiasana antenna maromaro eo anivon'ny fandefasana sy fandraisana. Ny lalam-pifandraisana MIMO noho izany dia fitambarana fizarazarana lalam-pifandraisana maromaro. Noho io teknika io dia nitombo ny hafainganam-pandeha sy ny hatsaran'ny fifandraisana izay tsy mila fanakarana ny tosika avy amin'ny fandefasana. Teknika roa lehibe no fototra ijoroan'ny teknika MIMO dia ny fahasamihafana sy ny fitsinjarana an'abakabaka. Ny iray voalohany dia mikendry ny fampiakarana ny fahasamihafana izay amin'ny alalan'ny kaody mikirakira ny ara-potoana sy an'abakabaka. Ilay faharoa kosa dia mikendry ny fahabetsahan'ny lalam-pifandraisana azo ampiasaina. Voaresaka bebe kokoa ato anatin'ity boky ity noho izany ny famolavolana ny teknika ary fampitahana ny tanjaka amin'ny alalan'ny fijerena ny erora (BER) sy ny hatsaran'ny hafatra manoloana ny fanelingelenana mianjady aminy (SNR).

Teny misongadina : MIMO, tanjaky ny lalam-pifandraisana, fahasamihafana, kaody ara-potoana sy an'abakabaka, fitsinjarana an'abakabaka, SNR, BER

RESUME

Depuis quelques années, il y a une exigence accrue quant à la rapidité de transfert d'information, notamment, en raison de la généralisation des applications multimédia sur le système de communication sans fil. Pour y remédier, les chercheurs du laboratoire Bell en 1996 ont proposé une technique d'utilisation simultanée de réseaux d'antennes en émission et en réception. Le canal MIMO est alors constitué par un ensemble de sous-canaux. Grâce à cette technique, le débit et la qualité de transmission peuvent être améliorés sans augmenter la puissance de transmission et la bande passante. Deux techniques de transmissions principales ont été développées pour des systèmes MIMO: la diversité de transmission et le multiplexage Spatial. La première cherche à accroître la diversité et a été réalisé par les codes spatio-temporels en bloc. La seconde vise à augmenter le nombre de canaux disponibles. Le travail présenté dans ce mémoire est d'abord consacré à la caractérisation et à la modélisation de ces techniques et traite également l'étude comparative de leurs performances en termes de taux d'erreurs binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).

Mots clés : MIMO, capacité du canal, diversité, code spatio-temporel, multiplexage spatial, SNR, BER

ABSTRACT

In recent years, there has been an increased demand for speed of information transfer, in particular due to the generalization of multimedia applications on the wireless communication system. To remedy this, researchers at the Bell laboratory in 1996 proposed a technique for the simultaneous use of antenna networks in transmission and reception. The MIMO channel is then constituted by a set of subchannels. With this technique, throughput and transmission quality can be improved without increasing transmission power and bandwidth. Two main transmission techniques have been developed for MIMO systems: transmission diversity and Spatial multiplexing. The first seeks to increase diversity and has been achieved by block-space time codes. The second aims to increase the number of available channels. The work presented in this thesis is first devoted to the characterization and modeling of these techniques and also deals with the comparative study of their performance in terms of bit error rate (BER) as a function of the signal-to-noise ratio (SNR).

Keywords: MIMO, channel capacity, diversity, space time code, spatial multiplexing, SNR, BER