



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire

Présenté

A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCCEN

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER

Spécialité : " Réseaux et Systèmes de Télécommunication "

Présenté par :

Melle MADANI Khadidja

Melle LOUZI Salima

*Analyse et implémentation du précodeur
max – dmin Pour une transmission MIMO*

Soutenu en Mai 2016 devant le Jury :

Président	Mr BENDIMRAD F.T.	Prof.	Université de Tlemcen
Examineur	Mr KHELADI M.	MCA	Université de Tlemcen
Encadrant	Mr BOUACHA A.	MCA	Université de Tlemcen
Co-encadrante	Mlle MAHI S.	Doctorante	Université de Tlemcen



Remerciements

C'est avec un grand plaisir que nous réservons ces lignes en signe de reconnaissance à tous ceux qui ont de près ou de loin contribué à rendre ce travail possible. Même si des fois nos expressions nous trahissent et n'expriment pas réellement nos sentiments les plus sincères.

Nos profondes gratitude va en premier, à Allah le tout puissant, le miséricordieux de nous avoir données la force et la patience d'arriver à mettre ce travail à terme.

Puis ; nous remercions notre encadreur Dr. BOUACHA ABDELHAFID ; Enseignant à la faculté de technologie de Abou bekr- Belkaid de Tlemcen, Maitre de conférences pour son aide et pour la confiance qu'il a mise en nous, qu'il trouve ici toute nos gratitude et surtout nos parfaites considération de l'intérêt qu'il portait à ce travail depuis sa proposition de ce sujet.

Nous remercions très sincèrement, les membres de jury Mr BENDIMRÉD FATHI TARIK professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen et Mr KHELADI M., Maitre de conférences à l'université de Tlemcen ABOU BEKR BELKAID d'avoir bien voulu accepter de faire partie de ce juré.

Mercie vivement pour Mademoiselle MAHI Sarah doctorante de Télécommunications, pour ses aides immenses pendant la réalisation de ce mémoire.

A toute personne qui a participé de près ou de loin pour l'accomplissement de ce modeste travail.

Merci.





Dédicace

Je dédie ce modeste travail

*A mon cher père *Amar**

*A ma chère mère *Fatima**

*A mes frères *Nabil *et *Imad**

*A Ma chère sœur *Ikram*,*

A toute la famille : MADANI et ZIRAR

*A toute la promotion RST surtout ma
collègue SALIMA LOUZI*

*Et en fin à tous ceux qui m'ont aidé durant
ma vie Estudiantine.*

MADANI



Dédicace

Je dédie ce travail

A Ma chère mère.

A mon cher grand père et

A ma chère grande mère.

A toutes mes Sœurs et mes frères et je

n'oublie pas la petite.

A mon cher binôme Khadîdja Madani qui

m'a vraiment aider à réaliser ce travail

A tous Mes meilleurs Amis

A toute la promotion 2ème année master

télécommunication.

Merci de m'avoir encouragé et aider

A tous ceux qui ont contribué de

près ou de loin à

la réalisation de ce mémoire.

LOUZI

RÉSUMÉ

De nos jours, les communications sans fil sont en plein essor. La demande est sans cesse grandissante pour une transmission plus rapide, plus fiable et pour plus de fonctionnalité, tout en respectant des contraintes telles que le coût ou les limitations des bandes passantes. Aujourd'hui les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) sont devenus un des sujets les plus étudiés en recherche, car ils sont capables d'augmenter dans un environnement à trajets multiples l'efficacité spectrale (capacité) et la robustesse sur une largeur de bande limitée.

Le cadre de ce mémoire se situe autour des systèmes MIMO, utilisons plusieurs méthodes pour atteindre ces objectifs soit le multiplexage spatial, le codage spatio-temporel qui sont basées sur la connaissance de l'état de canal au niveau de récepteur, soit l'utilisation de précodage basé sur la connaissance de l'état du canal à l'émetteur

Le but de ce travail est d'évaluer les performances du précodeur $max - d_{min}$ et de voir l'amélioration qu'apporte ce précodeur en matière de taux d'erreur binaire au système MIMO-STBC.

Mots clés : MIMO, OSTBC, précodage, $max d_{min}$, CSI-T (Canal State Information).

ABSTRACT

Today, wireless communications is booming sector. Demand for faster transmission, more reliable and more functionality while respecting the constraints such as cost or bandwidth limitations, is growing not stop.

MIMO (Multiple Input Multiple Output) systems have become one of the most studied topics in research because they are able to increase in a multipath environment spectral efficiency (capacity) and robustness over a width of limited band.

In this work, we study a MIMO systems how use several methods to achieve his objectives such as spatial multiplexing and space-time coding based on channel state knowledge at the receiver or use precoding based on channel state knowledge at the transmitter.

The aim of this study is performances evaluation of $max - d_{min}$ precoder for MIMO-STBC system.

Keywords: MIMO, OSTBC, precoder, $max d_{min}$, CSI-T (CHANNEL STATE INFORMATION).

في الوقت الحاضر، هناك تطور في ميدان الاتصالات اللاسلكية. يوجد طلب متزايد دون انقطاع للحصول على إرسال سريع، اعتمادية أكثر وللحصول على مهام أكثر، مع احترام القيود مثل التكلفة أو قيود عرض النطاق الترددي. اليوم أنظمة **MIMO** (الإدخال المتعدد والإخراج المتعدد) أصبحت حد المواضيع الأكثر إخضاعاً للدراسة في البحث، لأنها قادرة على زيادة في بيئة متعددة المسارات كفاءة الطيفية وقوته على نطاق ترددي محدود.

الإطار العام لهذه المذكرة يكون حول أنظمة **MIMO**، و استخدامها لعدة طرق للوصول إلى هذه الأهداف و التي تتمثل إما في التعددية المكانية، الترميز المكاني المؤقت القائم على معرفة حالة القناة على مستوى الاستقبال، أو استعمال الترميز الأولي استناداً إلى حالة القناة على مستوى جهاز الإرسال.

والغرض من هذا العمل هو تقدير أداء المرمز $max - d_{min}$ وملاحظة التحسينات التي يجلبها هذا الأخير فيما يتعلق بمعدل الخطأ في نظام **STBC MIMO**.

الكلمات المفتاحية: **MIMO**، **OSTBC**، ترميز أولي، $max d_{min}$ ، **CSI-T** (معلومات حول حالة القناة).

Table des matières

Remerciement.....	i
Dédicace	ii
Résumé.....	iv
Abstract	v
ملخص.....	vi
Tables de Matières	vii
Liste des figures	x
Liste des abréviations	xii
Introduction générale	1

CHAPITRE I : Les communications numériques et les systèmes MIMO

I. 1 Introduction.....	4
I. 2 Chaîne de transmission numérique	4
I. 3 Caractéristiques d'un canal radio mobile.....	6
I.3. 1 L'Atténuation	6
I.3. 2 Les multi-trajets.....	6
I.3. 3 L'Effet doppler	7
I.3. 4 Bruit radioélectrique.....	7
I.3. 5 La corrélation	7
I.3. 6 Techniques de diversité	8
I. 4 Modélisation du canal de propagation	9
I.4. 1 Le modèle de canal gaussien	9
I.4. 2 Le modèle de Rayleigh.....	10
I. 5 Sélectivité d'un canal de communication	11
I.5. 1 Canal sélectif en fréquence	11
I.5. 2 Canal non sélectif en fréquence	11
I. 6 Les systèmes MIMO	12
I.6. 1 Généralité au système MIMO	12
I.6. 2 Modèle du canal MIMO	12
I.6. 3 Capacité d'un canal MIMO.....	13
I.6. 4 Codage spatio-temporels	14
I.6.4. 1 Codage spatio-temporel en treillis (CSTT)	14
I.6.4. 2 Codage spatio-temporels par blocs (CSTB)	15

Table des matières

I.6. 5 Le multiplexage spatial	16
I.6.5. 1 D-BLAST	17
I.6.5. 2 V-BLAST	17
I.6.5. 3 H-BLAST	18
I.6. 6 Techniques de détection MIMO.....	19
I.6.6. 1 Le critère de Forçage à Zéro (ZF).....	19
I.6.6. 2 Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)	19
I.6.6. 3 Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV).....	20
I.6.6. 4 Détecteur à annulation successive d'interférences (ASI).....	20
I. 7 Conclusion	21

CHAPITRE II : *Système MIMO avec précodage*

II. 1 Introduction	23
II. 2 Les systèmes MIMO à boucle ouverte	23
II. 3 Les systèmes MIMO à boucle fermée	24
II.3. 1 Précodeurs linéaires	24
II.3.1. 1 principe.....	24
II.3.1. 2 Transformation en canal virtuel	27
II.3.1. 3 Notion de canal virtuel	29
II.3. 2 Précodeurs diagonaux	29
II.3.2. 1 Précodeur Max-SNR	30
II.3.2. 2 Précodeur Water-Filing (WF)	31
II.3.2. 3 Précodeur d'Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM).....	33
II.3.2. 4 Précodeur QdS.....	34
II.3.2. 5 Précodeur Erreur Egale (EE).....	35
II.3.2. 6 Précodeur Taux d'Erreur Binaire Minimal (TEBM).....	35
II.3. 3 Les précodeurs non-diagonaux	36
II.3.3. 1 Le précodeur $max - d_{min}$	36
II.3.3. 2 Le précodeur E-dmin.....	38
II. 4 Conclusion	39

Chapitre III : *précodeur max d_{min}*

III. 1 Introduction	41
III. 2 Canal de retour	41
III.2. 1 Principe général	41

Table des matières

III.2. 2 Quantité d'information sur la voie de retour	42
III.3 Quantification du pré codeur $max - d_{min}$	42
III.3. 1 Génération du dictionnaire $max - d_{min}$ quantifié	42
III.3. 2 Sélection de la matrice de précodage.....	43
III.4 Informations à quantifier	43
III.4. 1 Construction du dictionnaire pour la matrice Fv	44
III.5 Simulations et résultats.....	45
III.5. 1 Structure du système MIMO $max - d_{min}$	45
III.5.1. 1 Chaîne d'émission.....	45
III.5.1. 2 Codage de canal	45
III.5.1. 3 Entrelacement.....	46
III.5.1. 4 Modulation	47
III.5.1. 5 Précodeur $max - d_{min}$ / Codeur alamouti.....	47
III.5. 2 Canal de transmission	49
III.5. 3 La chaîne de réception	49
III.5.3. 1 Décodeur MRC / Décodeur MV	49
III.5.3. 2 Démodulation.....	50
III.5.3. 3 Désentrelacement	50
III.5.3. 4 Décodage de Viterbi.....	50
III.5. 4 Paramètres de simulation.....	51
III.5. 5 Etude des performances du système MIMO Alamouti (2,2) associer aux modulations M-QAM et M-PSK	52
III.5. 6 Etude des performances du système MIMO associer à un précodage $max - d_{mi}$.	54
III.5. 7 Comparaison entre les performances du système MIMO associer à un précodage $max - d_{min}$ soft, hard et Alamouti.....	58
III. 6 Conclusion	59
Conclusion générale	61
Bibliographie	63

CHAPITRE I : *Les communications numérique et les systèmes MIMO*

Figure I. 1 : Synoptique d’une transmission numérique 5
Figure I. 2 : Transmission sur plusieurs intervalles temporels 8
Figure I. 3 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels. 8
Figure I. 4 : Représentation d’un canal à BBAG. 10
Figure I. 5 : Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence 11
Figure I. 6 : Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence 11
Figure I. 7 : Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO 12
Figure I. 8 : Système MIMO 13
Figure I. 9 : Structure d’un codeur/décodeur spatio-temporel 14
Figure I. 10 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $NT = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4 15
Figure I. 11 : Architecture d’un transmetteur D-BLAST. 17
Figure I. 12 : Architecture d’un transmetteur V-BLAST. 17
Figure I. 13 : Principe de l’architecture de modulation V-BLAST 18
Figure I. 14 : Architecture d’un transmetteur H-BLAST. 18
Figure I. 15 : Principe de l’architecture de modulation H-BLAST 18

CHAPITRE II : *Système MIMO avec précodage*

Figure II. 1 : Système MIMO avec précodeur et décodeur 25
Figure II. 2 : Schéma-bloc canal MIMO précodé en canal virtuel 26
Figure II. 3 : schéma-bloc d’un précodeur diagonal 30
Figure II. 4: schéma de précodage diagonal utilisant la détection du Maximum de vraisemblance (MV) à la receptr 31
Figure II. 5 : Système MIMO basé sur la Qualité de Service: les données vidéo sont transmises sur une voie favorisée de 3dB par rapport aux données audio 35
Figure II. 6: Schéma bloc d’un précodeur non-diagonal 36

CHAPITRE III : *précodeur max- d_{\min}*

Figure III. 1 : Principe général de la quantification de l’information de retour 42
Figure III. 2 : Procédure de construction d’un dictionnaire pour la matrice F 44

Figure III. 3	: Chaîne de communication numérique (émission-réception)	45
Figure III. 4	: Chaîne d'émission.....	45
Figure III. 5	: Le principe de code convolutif.....	46
Figure III. 6	: Le principe d'entrelacement.....	47
Figure III. 7	: Constellations des modulations BPSK, QPSK, 4 QAM et 16 QAM.....	47
Figure III. 8	: Système MIMO (2,2) avec Alamouti.....	48
Figure III. 9	: La chaîne de réception	49
Figure III. 10	: Fonctionnement de l'algorithme Viterbi.....	51
Figure III. 11	: Performance du système MIMO Alamouti 2,2 utilisant PSK M-aire.....	52
Figure III. 12	: Efficacités spectrale du système MIMO Alamouti 2,2 utilisant PSK M-aire....	52
Figure III. 13	: Performance du système MIMO Alamouti 2,2 utilisant QAM M-aire.....	53
Figure III. 14	: Présentent l'efficacité spectrale de modulation QAM-Maire.	54
Figure III. 15	: Performance du système MIMO max – d_{\min} utilisant une QAM M-aire.	55
Figure III. 16	: Présentent l'efficacité spectrale de modulation QAM-Maire de système MIMO max d_{\min} Soft.	55
Figure III. 17	: Constellation pour la modulation 4-QAM.	56
Figure III. 18	: Performances du précodeur max – d_{\min} Soft 4-QAM du système MIMO pour différentes nombre d'antennes.	56
Figure III. 19	: Performances de l'efficacité spectrale avec précodeur max – d_{\min} Soft4-QAM du système MIMO avec différentes nombre d'antennes.	57
Figure III. 20	: Performances du précodeur max – d_{\min} Hard QAM –Maire	58
Figure III. 21	: Comparaison entre différents performances de précodeur max – d_{\min} PSK –Maire Hard, max – d_{\min} Soft et Alamouti.	58

ASI	Annulation Successive d'Interférences
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BER	Bit Error Rate
BLAST Bell	Bell Labs Layered Space-Time
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CSI	Channel State Information
CST	Codage Spatio- Temporel
CSTB	Codage Spatio- Temporel en Blocs
CSTT	Codage Spatio- Temporel en Treillis
D-BLAST	Diagonal-Bell Labs Layered Space Time
Dmin	Distance euclidienne minimale
DVP	Décomposition en Valeurs Propres
DVS	Décomposition en Valeurs Singulières
EE	Erreur Egale
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
H-BLAST	Horizontal- Bell Labs Layered Space Time
iid	indépendant et identiquement distribué
LOS	Line Of Sight
MAP	Maximum A Posteriori
MAQ	Modulation d'Amplitude en Quadrature
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MRC	Maximum Ratio Combining
MV	Maximum de Vraisemblance
PEB	Probabilité d'Erreur Binaire

QdS	Qualite de Service
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RSB	Rapport Signal sur Bruit
SISO	Single Input Single Output
SIMO	Single Input Multiple Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SVD	Singular Value Decomposition
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TEBM	Taux d'Erreur Binaire Minimal
V A	Variable Aléatoire
V-BLAST	Vertical Bell Labs Space Time
WF	Water Filling
ZF	Zero Forcing



INTRODUCTION

GENERALE

Les technologies de l'information et de la communication évoluent avec les besoins et les exigences du temps, elles sont actuellement caractérisées par l'éclosion de techniques visant à améliorer de façons notable les performances des réseaux de communication offrant le transport de plus grandes capacités et de meilleures qualités. Dans les plus avancés, les opérateurs doivent pouvoir offrir de nouveaux services, pour générer plus de revenus étant donné qu'ils sont déjà atteints un taux satisfaisant de télé densité. Ces services sont généralement liés par anticipation aux besoins des clients, aux nombres des services, par exemple : l'internet, la téléconsultation, le téléenseignement, la visioconférence, les règlements en ligne, la vidéo à la demande, la télévision sur mobile et la visiophonie.

Leurs performances dépendent des ressources en canaux de transmission qui sont de plus en plus saturées, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile, et qui présentent une propagation riche en trajet multiples ainsi les facteurs environnemental.

Parmi ces obstacles on peut citer deux problèmes majeurs qui se produisent dans cet environnement :

- Ces systèmes de communications mobiles utilisent seulement une petite partie l'énergie rayonnée.
- Les liaisons de transmission sont brouillées par des interférences et par des signaux provenant d'autres utilisateurs.

Ces problèmes sont accrus par l'arrivée de nouveaux services tels que l'accès internet et la transmission d'images via les téléphones mobiles. Ces services demandent des débits de plus en plus importants et comme le nombre d'utilisateurs continue d'augmenter, la quantité d'information transmise croit très rapidement.

Ces dernières années, les travaux de recherche dans le domaine des télécommunications sans fil ont amenés de nouvelles solutions pour améliorer le débit et la qualité de transmission.

Une des techniques qui répond à ces problématiques est connue sous le nom de systèmes MIMO (Multi input multi output MIMO) permettent théoriquement d'accroître la capacité des liens de communications sans fil par rapport aux systèmes composés d'une seule antenne à l'émission et à la réception (Single input Single output SISO en anglais). En faisant l'hypothèse que les trajets entre chaque antenne d'émission et de réception sont indépendants, il a été démontré que la capacité théorique du canal MIMO avec N antennes à l'émission et M antennes à la réception croit linéairement avec $\min(N, M)$.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour atteindre ces objectifs, tels que le multiplexage spatial qui permet de maximiser le débit d'information, le codage spatial temporel qui a pour objectif d'atteindre la diversité maximal et d'améliorer la qualité de l'information ou encore des précodeurs qui utilisent des posts-traitement. Ces méthodes sont basées soit sur la connaissance de l'état du canal à la réception soit sur la connaissance de l'état du canal à l'émission (Tx-CIT).

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 de garantir une meilleure qualité de signal à la réception.

L'objectif de ce projet de fin d'études est d'améliorer les performances du système MIMO-STBC par l'introduction d'un précodeur MAX-DMIN, le simulateur réalisé est implémenté dans un environnement Matlab pour étudier les différents profits de modulations et de précodage en évaluons le taux d'erreur binaire et l'efficacité spectrale.

Ce travail est divisé en trois chapitres. Le premier chapitre, sera dédié à la présentation des généralités. Dans ce contexte nous décrivons brièvement le fonctionnement d'une chaîne de transmission et rappelons la théorie de l'information ainsi que les différentes techniques de codages spatio-temporels et de multiplexage spatial. En fin de ce chapitre différents types d'égaliseurs, utilisés niveau de récepteur, sont décrits.

Dans le deuxième chapitre nous détaillerons le principe du précodage linéaire (diagonaux et non-diagonaux) ; qui repose sur une transformation du canal MIMO en canaux SISO virtuels ; et nous définissons l'ensemble des blocs nécessaires à la mise en place du système MIMO-MAX-DMIN.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation de la chaîne de simulation ainsi que les blocs constituant cette chaîne coté émission et réception et dans la dernière partie, nous présentons les résultats de simulations d'un système MIMO-STBC-MAX-DMIN en utilisant le logiciel MATLAB, une interprétation des résultats est aussi donnée dans ce chapitre.



CHAPITRE I

I. 1 Introduction

Les systèmes radio mobiles se situent souvent dans un environnement géométrique compliqué, dû entre autres à la présence des bâtiments qui entraînent des multiples trajets possibles entre les antennes d'émission et de réception. Les déplacements du mobile ou des obstacles situés en son voisinage donneront de plus naissance à non stationnarité du canal. Ces divers phénomènes provoqueront des évanouissements temporels, fréquentiels et spatiaux des signaux reçus. Notre objectif donc est d'aborder les techniques de communication numérique optimisant l'exploitation de la ressource radioélectrique au regard du service offert par un système (Débit, nombre de communications simultanées et mobilité).

Dans ce chapitre, nous allons décrire un système de communication en premier point, puis nous allons voir les propriétés d'un canal radio et ces différents techniques de diversité pour lutter contre les évanouissements, ensuite nous allons discuter les système MIMO et leurs différent codage et multiplexage. L'usage des techniques MIMO présente un grand intérêt grâce à leur dimension spatiale, cette dimension peut être exploitée pour augmenter la capacité et/ou la fiabilité des systèmes radio. La fin du chapitre sera consacrée aux algorithmes de décodage associe aux technique MIMO.

I. 2 Chaîne de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous formes numériques entre une source et un ou plusieurs destinataires en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique [1]. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions. Si le message produit par la source est de type analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire [2]. Dans le cas idéal, cette séquence doit être la plus courte possible. Pour augmenter l'efficacité de la transmission et optimiser l'utilisation des ressources du système, un codeur de source compresse donc les données en éliminant les éléments binaires non significatifs. Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est altéré par du bruit et des interférences, induisant parfois le récepteur en erreur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur du canal introduit de manière parfaitement contrôlée de la redondance dans la séquence d'information. Ce codage est encore appelé codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Cependant, cette amélioration de la

qualité du message se fait au détriment du débit global de transmission et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information, le codage du canal n'est possible que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission. Afin d'éviter l'interception voir l'écoute d'une transmission par des personnes non autorisées, ou dans le but de faciliter la récupération de l'horloge en réception, il est également possible d'ajouter un processus d'embrouillage, par exemple grâce à l'utilisation d'une séquence binaire aléatoire [3].

A la sortie du codeur de canal, la séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique, qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une contenance physique. A chaque élément ou groupe d'éléments binaires est associée une forme d'onde selon une loi de transcodage, le tout formant alors un signal électrique susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base sur fréquence porteuse.

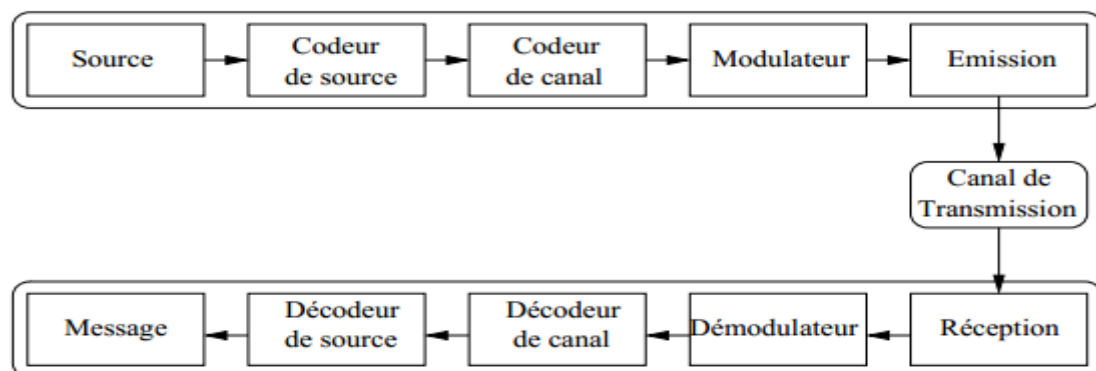


Figure I. 1: Synoptique d'une transmission numérique

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour envoyer l'information de l'émetteur au récepteur, et il diffère selon le type d'application envisagée. Dans le cadre de notre étude, nous envisagerons plutôt les transmissions radio mobiles, qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Quel que soit le support employé lors de la propagation du signal, celui-ci subit des dégradations d'origine diverse, comme les évanouissements propres à la propagation, le bruit thermique généré par les appareils électroniques ou encore des perturbations électriques dues aux brouilleurs, parasites, à la foudre...

A la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus d'estimation et de quantification et les réduit à des séquences de nombres, qui représentent des estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles employées à l'émission, ce qui permet au destinataire de retrouver l'information binaire initiale.

L'information binaire n'arrive pas toujours intacte au destinataire et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le

type de codage. Le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de transmission. Afin de mesurer ces perturbations, on appelle donc rapport signal sur bruit (RSB) le rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur. La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication de la fiabilité de la communication, pour la quantifier, on définit le taux d'erreur binaire (TEB) comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis et le terme de probabilité d'erreur binaire (PEB) indique une estimation de ce rapport [4].

I. 3 Caractéristiques d'un canal radio mobile

I.3. 1 L'Atténuation

De manière générale, lors d'une transmission radio mobile, le canal atténue la puissance du signal émis. Cette atténuation peut être accentuée par l'effet de masquage. Trois types d'atténuation existent :

1. *L'atténuation à grande échelle* : qui dépend principalement de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Elle correspond à l'atténuation moyenne du signal reçu sur des distances d'une centaine de longueur d'onde et apparait classiquement dans le bilan de liaison d'une transmission [6].
2. *L'atténuation à moyenne échelle* : qui correspond aux variations de la puissance reçue sur des distances de l'ordre d'une dizaine de fois la longueur d'onde. Elle est provoquée principalement par les effets de masquage du signal dus aux différents obstacles de l'environnement présents sur la trajectoire des ondes.
3. *L'atténuation à petit échelle* : qui correspond aux fluctuations du signal reçu sur des distances de l'ordre de la longueur d'onde. Ces variations sont dues au phénomène physique des trajets multiples [7].

I.3. 2 Les multi-trajets

Les réflexions multiples du signal sur les parois et les diffractions sur les arêtes génèrent différents trajets, en plus d'un possible trajet direct. Les ondes subissent une variation d'amplitude, de phase et de polarisation selon le trajet qu'elles suivent. On appelle multi-trajet l'ensemble des chemins que prend le signal lors de la transmission. En réception, le signal obtenu correspond à une combinaison des ondes reçues par le biais de ces différents trajets. Le canal multi-trajets [8], présente l'avantage majeur de permettre la communication même en l'absence de visibilité directe (line of sight LOS) entre l'émetteur et le récepteur. Cependant, il peut conduire à une distorsion importante du signal reçue. En effet les multi-trajets provoquent des fluctuations à petit échelle qui peuvent atteindre plusieurs dizaines de décibels.

I.3. 3 L'Effet doppler

L'effet doppler désigne le décalage apparent de la fréquence d'un signal électromagnétique provoqué par la mobilité et /ou une variation de l'environnement [9]. Il est proportionnel à la vitesse de déplacement ainsi qu'à la fréquence porteuse. En pratique, l'effet doppler est caractérisé par un étalement fréquentiel B_m , correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence du aux trajets multiples. Dans le domaine temporel, il traduit une variation de la réponse impulsionnelle du canal en fonction du temps. On représente par T_c le temps de cohérence du canal qui est le paramètre dual du décalage doppler. T_c indique la durée pendant laquelle la réponse impulsionnelle du canal est considérée comme invariante. Lorsque le temps symbole T_s est largement inférieur au temps de cohérence, $T_s \ll T_c$ le canal est constant pendant la transmission. Le canal est dit non sélectif en temps, en revanche lorsque $T_s \gg T_c$ le canal ne peut plus être supposé constant sur une période symbole et le canal est dit sélectif en temps.

I.3. 4 Bruit radioélectrique

Le bruit est l'élément perturbateur major d'une communication numérique. Ainsi le bruit se définit comme tout signal ne contenant pas d'information utile pour retrouver le message d'origine. Ce bruit possède une puissance et permet d'introduire un paramètre de référence : le rapport signal sur bruit (RSB) définit comme le rapport de la puissance du signal utile sur la puissance du bruit $RSB = \frac{P_0}{\sigma^2}$. Un des intérêts des communications numériques est de proposer une sensibilité au bruit inférieure à celle des communications analogique [10]. Les sources de bruit sont multiples, en voici une liste non exhaustive :

- Le bruit interne des composants (bruit thermique du l'activité des électrons dans les semi-conducteurs).
- Le rayonnement cosmique.
- L'activité humaine comme l'émission d'autres signaux.

Le bruit est donc une valeur stochastique que ni l'émetteur ni le récepteur ne peuvent contrôler.

I.3. 5 La corrélation

La corrélation entre les antennes est un paramètre important pour les performances des systèmes MIMO. Elle traduit le degré de ressemblance moyenne entre les signaux. En effet, elle conditionne la diversité spatiale pouvant être récupérée par les antennes multiple, ainsi que le nombre de flux indépendants transmissibles sur les mêmes ressources temporelles et fréquentielles. Cette corrélation entre canaux dépend de la dispersion angulaire (l'écart entre les angles extrêmes), de l'espacement des antennes et de leur polarisation. La corrélation entre deux canaux h_1 et h_2 s'exprime comme suit [10] : $cor(h_1, h_2) = E[h_1 \cdot h_2^*]$.

Où E désigne l'espérance mathématique et l'exposant $*$ indique la conjugaison complexe. Si on modélise h_1 et h_2 comme des variables aléatoires gaussiennes de moyenne nulle et de variance unité, une corrélation unité signifie que ces deux canaux sont identiques, tandis qu'une corrélation nulle signifie qu'ils sont complètement indépendants.

Entre ces deux extrêmes, deux canaux peuvent être plus ou moins corrélés. En pratique, la corrélation peut être mesurée par la moyenne temporelle du produit $(h_1 \cdot h_2^*)$.

I.3. 6 Techniques de diversité

Il est évident qu'un signal transmis sur un canal radio mobile est fortement affecté par les interférences et les évanouissements liés aux obstacles et aux multi-trajets. En présence de forts évanouissements, l'envoi d'une seule réplique du signal peut être insuffisant pour décoder l'information. Pour pallier ce problème, il serait intéressant de récupérer à la réception diverses répliques du signal affectées par des évanouissements indépendants : cette technique s'appelle diversité [11]. La diversité consiste à envoyer sur plusieurs voies indépendantes le même signal de façon à moyenner les évanouissements. L'ordre de diversité est égal au nombre de voies indépendantes à la réception. Il existe différents types de diversité :

1. *Diversité temporelle* : qui s'applique pour les canaux sélectifs en temps. L'information est répétée dans le temps à intervalles plus grands que le temps de cohérence du canal (durée minimale entre évanouissements indépendants) [12]. La diversité temporelle est généralement utilisée avec de l'entrelacement et du codage correcteur d'erreurs.

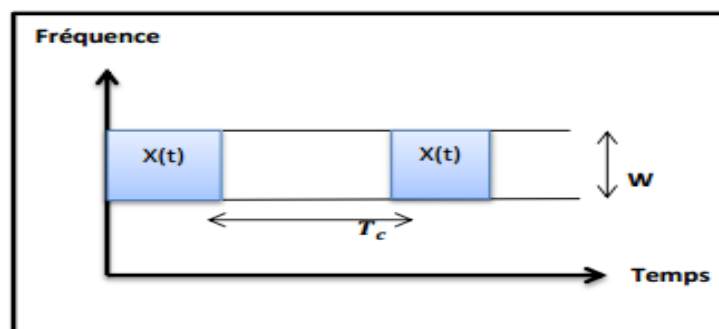


Figure I. 2: Transmission sur plusieurs intervalles temporels

2. *Diversité fréquentielle* : s'utilise pour les canaux sélectifs en fréquence. L'information est répétée sur une bande de fréquence plus large que la bande de cohérence du canal (espacement fréquentiel minimal entre deux fréquences affectée d'évanouissements indépendants). La diversité fréquentielle est le fondement des techniques d'étalement de spectre ou multi-porteuses [12].

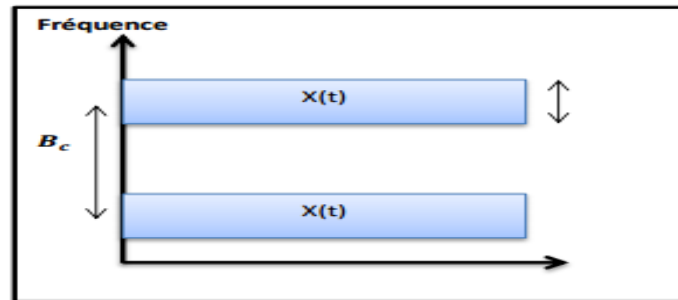


Figure I. 3: Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels.

3. *Diversité de polarisation* : nous parlons de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes et une diversité d'ordre 2 peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales [12&13].
4. *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 appelée distance de cohérence est déterminée et permet d'assurer la diversité spatiale [14]. Celle-ci est liée à la hauteur de l'antenne d'une station de base par exemple [15]. Elle dépend de la longueur d'onde et diffère entre les antennes émettrices (10λ) et réceptrices ($0,4\lambda$ à $0,6\lambda$). Les systèmes MIMO associent ces deux solutions permettant de créer une diversité spatiale très importante.

I. 4 Modélisation du canal de propagation

La modélisation du canal est un domaine très vaste, beaucoup de méthodes existent pour représenter avec plus ou moins de finesse l'environnement de propagation [16]. Certaines utilisent une description géographique et des méthodes géométriques pour modéliser finement la propagation des ondes (*méthodes déterministes*). D'autres se basent sur des campagnes de mesures pour extraire des valeurs d'atténuation (*causées par les obstacles*).

I.4. 1 Le modèle de canal gaussien

Le canal gaussien pour les communications sans-fils est le canal statistique le plus simple du point de vue de la mise en œuvre, mais pas forcément le plus réaliste [17]. Il modélise uniquement le bruit thermique du récepteur comme une variable aléatoire (V.A) gaussienne de densité de probabilité $p_x(x)$ et s'ajoute au signal utile. La variable aléatoire est appelée le bruit blanc additif gaussien (BBAG), le bruit est dit blanc car il perturbe de façon identique tout le spectre avec une densité spectrale de puissance mono-latérale constante N_0

(W/Hz). Le bruit est alors entièrement défini statistiquement par sa moyenne μ_b nulle et sa variance σ_b^2 :

$$p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \sigma_b^2}} \cdot \exp \left[-\frac{(x - \mu_b)^2}{2 \cdot \sigma_b^2} \right] \quad (\text{I.1})$$

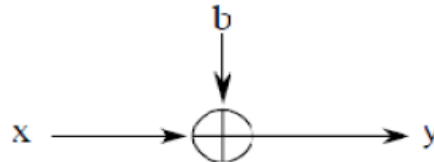


Figure I. 4: Représentation d'un canal à BBAG.

Le signal reçu s'écrit alors sous la forme suivante où b représente le BBAG :

$$y(t) = x(t) + b(t) \quad (\text{I.2})$$

Le rapport signal sur bruit est le rapport entre la puissance moyenne du signal $y(t)$ et la puissance moyenne du bruit $b(t)$. Ce rapport caractérise la performance du récepteur. Plus il est grand, moins le bruit perturbe le signal.

I.4. 2 Le modèle de Rayleigh

Le modèle de Rayleigh est utilisé dans la simulation de systèmes de type indoor car il tient compte des trajets multiples et permet donc de modéliser les phénomènes à petite échelle [17]. Le modèle de Rayleigh représente les trajets multiples comme un unique coefficient complexe (une atténuation et un déphasage), variant dans le temps. Pour ce faire, on construit la V.A complexe représentant le coefficient complexe du canal $h = X + j * Y$, avec X et Y deux V.A gaussiennes indépendantes. $\sim N(0, \sigma^2)$. L'atténuation du canal $\beta = |h|$ est alors représentée comme une V.A suivant une loi de Rayleigh définie par sa densité de probabilité $p_B(\beta)$ de paramètre σ :

$$p_B(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \cdot \exp \left[\frac{-\beta^2}{2 \cdot \sigma^2} \right] , \forall \beta \geq 0. \quad (\text{I.3})$$

Le canal de Rayleigh est généralement implémenté en choisissant X et $Y \sim N(0, \frac{1}{2})$, de sorte que $E\{\beta^2\} = 1$. Ce choix permet de considérer les phénomènes à petites échelle, mais pas ceux à grande échelle.

I. 5 Sélectivité d'un canal de communication

La notion de la sélectivité du canal est relative et elle dépend de la largeur de bande du signal et de l'étalement du délai du canal. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation [18]. Cependant en comparant le retard de propagation global des trajets multiples vu par le récepteur du signal émis avec la période symbole. Nous pouvons classer les canaux en deux types :

I.5. 1 Canal sélectif en fréquence

Nous parlons de canal sélectif en fréquence quand le signal transmis $x(t)$ occupe une bande de fréquence plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation (définie comme l'inverse du temps de retard maximum du canal de propagation, appelé encore Delay spread). Dans ce cas, les composantes fréquentielles de $x(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes et le récepteur distingue plusieurs trajets multiples [19].

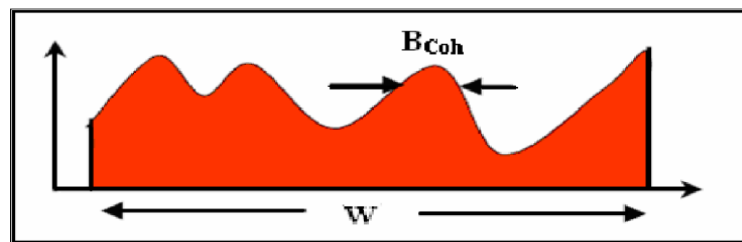


Figure I. 5: Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence

I.5. 2 Canal non sélectif en fréquence

Si la bande du signal est très petite par rapport à la bande cohérente, alors le canal est dit non sélectif en fréquence [19]. D'une autre manière, nous pouvons aussi parler du cas où le retard de propagation des trajets multiples est inférieur à la période symbole. Dans ce cas le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation et ainsi le canal est dit aussi non-sélectif en fréquence, c'est-à-dire que toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal. Puis la nature des atténuations vues des différentes antennes de réception sont supposées indépendantes et suivent une loi de Rayleigh.

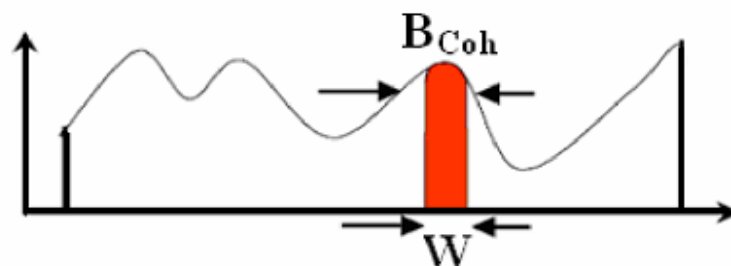


Figure I. 6: Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence

I. 6 Les système MIMO

I.6. 1 Généralité au système MIMO

Les techniques MIMO sont apparus dans les années 90 grâce à Gerard. J. Foschini [20]. Le but étant d'augmenter le débit et la portée des réseaux sans fil, elles se basent sur l'utilisation de plusieurs antennes aussi bien du côté de l'émetteur que celui du récepteur. Dans les systèmes multi antennes, la capacité augmente linéairement avec le nombre d'antenne émettrice. Ces systèmes possèdent un avantage en plus car ils résistent aux évanouissements et aux interférences. Les systèmes MIMO sont considérés comme une technologie capable de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande. Lorsqu'un système MIMO comprend, seulement, une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé SIMO (Single Input Multiple Output). De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à l'émission et une seule antenne à la réception, il est nommé MISO (Multiple Input Single Output). Finalement, si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO (Single Input Single Output) [21].

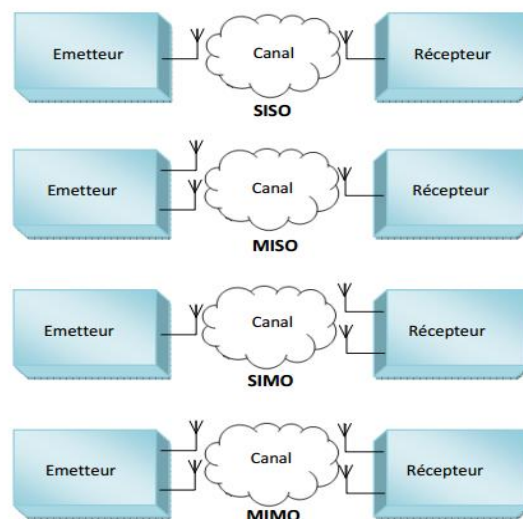


Figure I. 7: Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO

I.6. 2 Modèle du canal MIMO

Considérons un système MIMO (figure I.8) composé de N_T antennes à l'émission et N_R antennes à la réception. L'information est émise par les N_T antennes à la fois. Lors de sa propagation, elle est portée par plusieurs canaux reliant chacun une antenne d'émission à une autre en réception. A la réception on détecte un signal $y(t) \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ qui s'écrit :

$$y(t) = Hx(t) + b(t) \quad (\text{I.4})$$

Avec $H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ la matrice du canal, $x(t) \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ le signal émis et, $b(t) \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ un bruit additif gaussien [22].

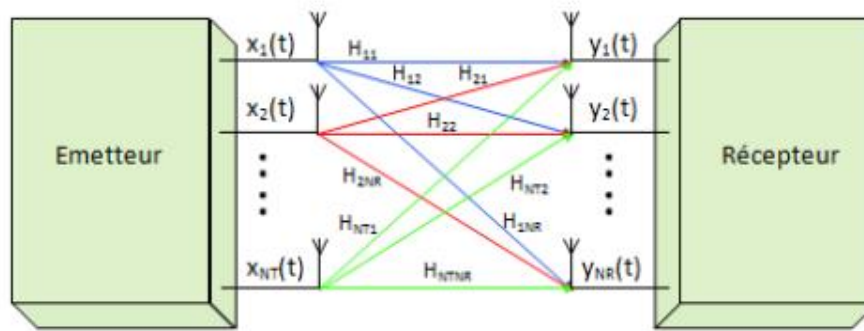


Figure I. 8: Système MIMO

$$x(t) = [x_1(t)x_2(t) \dots x_{N_T}(t)] \tag{I.5}$$

$$y(t)=[y_1(t)y_2(t) \dots y_{N_R}(t)] \tag{I.6}$$

Avec $x_i(t)$ et $y_j(t)$ représentent, respectivement, le signal relatif à la $i^{ème}$ antenne d'émission et celui relatif à la $j^{ème}$ antenne de réception.

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \dots & H_{1N_T} \\ H_{21} & H_{22} & \dots & H_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R1} & H_{N_R2} & \dots & H_{N_RN_T} \end{bmatrix} \tag{I.7}$$

Avec H_{ij} le coefficient complexe du canal entre la $i^{ème}$ antenne d'émission et la $j^{ème}$ antenne de réception. En fonction de l'environnement de propagation, de l'espacement entre les antennes ou même de leurs polarisations, ces coefficients peuvent être plus ou moins corrélés entre eux.

I.6. 3 Capacité d'un canal MIMO

La capacité du canal, notion introduite dans les années 40, mesure la quantité d'information maximum par unité de temps et par bande de fréquence pouvant être transmise à travers un canal particulier [23].

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature, la puissance totale moyenne émise P reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les N_t antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en terme de capacité (chaque antenne émet une puissance p/N_t).

Le calcul de la capacité dépend principalement de deux paramètres, le modèle du canal MIMO et la distribution des puissances entre les antennes émettrices.

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{N_r} + \frac{p}{N_T} \cdot H \cdot H^* \right] \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{I.8})$$

Où I_{N_r} présente la matrice unité et H présente la matrice du canal MIMO de taille $N_T \times N_R$.

I.6.4 Codage spatio-temporels

Le codage spatio-temporel 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 les quels le récepteur est muni d'une seule antenne à cause d'une contrainte de coût et/ou d'espace. Les codes spatio-temporels 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. Une des premières formes de diversité de transmission est le saut d'antenne (antenna hopping). Dans cette technique l'émetteur alterne la transmission de ses symboles entre deux antennes ou plus afin d'atteindre le maximum de diversité [24].

Considérons un émetteur avec 2 antennes, il peut transmettre une partie de ses symboles sur la première antenne puis les symboles restants sur l'autre. Récemment, une multitude de techniques de codage ont vu le jour dans le but d'une meilleure utilisation de la diversité de transmission. Ces techniques de codage spatio-temporel peuvent être classées en deux catégories : les codes spatio-temporels en treillis (STTC) et les codes spatio-temporels en bloc (STBC). La structure du système spatio-temporel à N_T antennes d'émission et N_R antennes de réception est conforme à la figure ci-dessous (figure I.9):

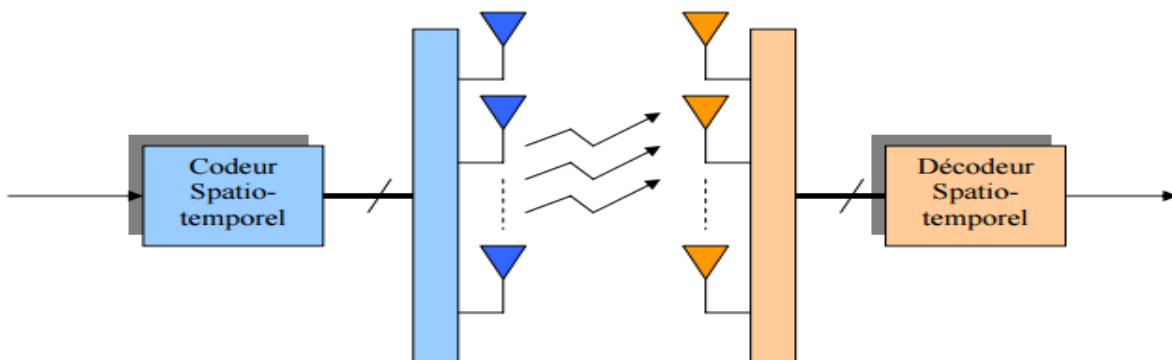


Figure I. 9: Structure d'un codeur/décodeur spatio-temporel

I.6.4. 1 Codage spatio-temporel en treillis (CSTT)

Il consiste à coder [25] à l'aide d'une représentation sous forme de treillis (machine d'états) les symboles à transmettre sur les différentes antennes. Il combine le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peut être considéré comme une extension des codes en treillis classiques [26] au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Le décodage se fait par l'algorithme de Viterbi pour choisir le chemin le plus vraisemblable dans le treillis. Il est démontré dans [27] que les codes en treillis peuvent

exploiter au maximum la diversité d'émission et de réception tout en offrant un gain de codage qui dépend du nombre d'états du treillis. Le CSTT 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 I.9 propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $N_T=2$.

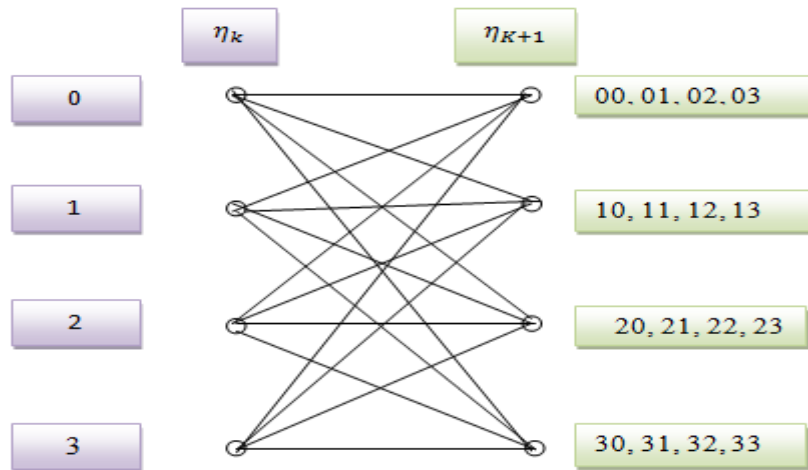


Figure I. 10: Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $N_T = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4

Le fonctionnement du codeur est relativement simple, et peut être résumé comme suit:

- η_k représente l'état du treillis 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 notre 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).

I.6.4. 2 Codage spatio-temporels par blocs (CSTB)

La complexité de mise en œuvre des codes CSTT a motivé la construction de codes espace-temps en blocs. ALAMOUTI a proposé un schéma simple de diversité d'émission, pour former une nouvelle classe de codes spatio-temporels. Cette technique appelée CSTB

que nous préférons appeler CSTBO repose sur la construction, à partir de symboles complexes, de matrices orthogonales. Dans [28], les CSTB 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. D'une manière générale, les codes spatio temporels en bloc peuvent être vus comme le mapping d'une séquence de symboles complexes $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\}$ en une matrice C_c de taille $N \times d_s$.

Les symboles constituant la matrice C_c sont transmis pendant d_s périodes symboles et sur les N antennes d'émission, de telle sorte qu'à chaque période symbole les éléments d'une colonne de C_c sont transmis sur les N_T antennes. Par conséquent, les critères les plus étudiés lors de la conception des codes STB sont :

1. *La diversité* : elle peut être caractérisée par le nombre de trajets indépendants détectables par le récepteur pour chaque symbole transmis. De plus, elle dépend également du nombre d'antennes mis en jeu à l'émission et à la réception. Nous voulons toujours atteindre le maximum de diversité avec le nombre d'antennes le plus réduit.

2. *Le rendement du code (R)* : il présente le nombre de symboles transmis par période symbole, il est défini par :

$$R = p_s/d_s \quad (1.9)$$

3. *Le retard introduit d_s* : c'est la longueur du code en bloc spatio-temporel, il présente aussi le nombre de période symboles que le récepteur doit attendre avant de commencer à décoder les symboles codés dans la même matrice C_c .

En résumé, les codes espace-temps en bloc sont conçus de façon à maximiser le rendement du code, à réduire le temps de retard, à minimiser le nombre d'antennes mis en jeu et de maximiser le gain de diversité.

Remarque

- Les CSTB ont des performances optimales pour des RSB faibles et moyens alors que les CSTT sont plus optimaux pour des RSB de grandes valeurs [29].
- Le code d'ALAMOUTI présente des très grands avantages. SANDHU dans [30] a démontré qu'un système avec deux antennes à l'émission et une seule antenne à la réception utilisant le code d'ALAMOUTI peut atteindre la capacité du canal sans la connaissance des états de ce dernier par l'émetteur.

I.6. 5 Le multiplexage spatial

Le principe du multiplexage spatial est l'organisation en espace sans redondance d'une série d'informations. Le système transmet alors M 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. 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 Labs Layered Space-Time) dans [31]. On peut distinguer différents types du système MIMO par multiplexage spatial tels que : D-BLAST, H-BLAST et V-BLAST.

I.6.5. 1 D-BLAST :

FOSCHINI a proposé dans [32] une architecture (Figure I.11) à multiplexage spatial de manière à exploiter de façon optimale la diversité et la capacité. Dans cette architecture, les symboles sont détectés successivement par antenne d'émission.

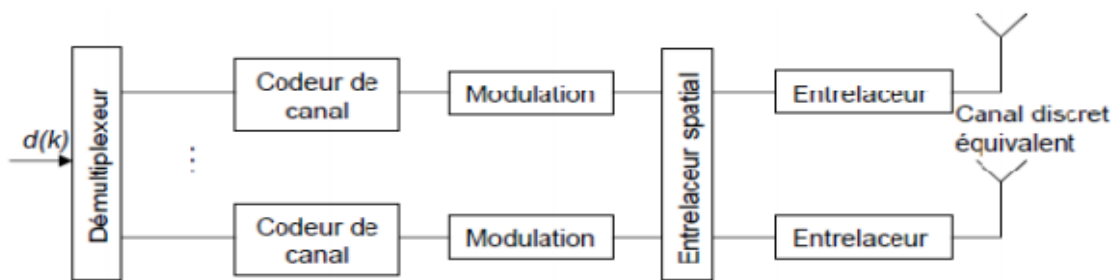


Figure I. 11 : Architecture d'un transmetteur D-BLAST.

Le flux de données est démultiplexés en entrée en N_t sous-flux ayant le même débit. Chaque sous-flux est ensuite codé (de 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 [32]. 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. Pour réduire la complexité, FOSCHINI et WOLNIANSKY proposent un système qu'ils nomment V-BLAST ou H-BLAST et qui a la particularité d'être plus simple à mettre en œuvre que D-BLAST.

I.6.5. 2 V-BLAST

V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) 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 [33,34]. Une description simple est donnée sur la Figure I.12.

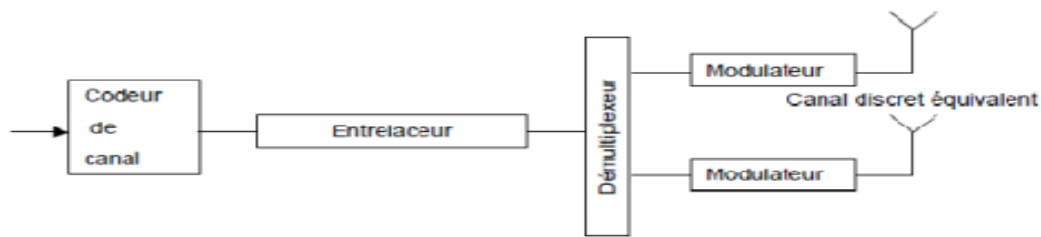


Figure I. 12: Architecture d'un transmetteur V-BLAST.

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. La Figure I.13 illustre le démultiplexage et la 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 M sous-flux attaquant chacun un modulateur [34].

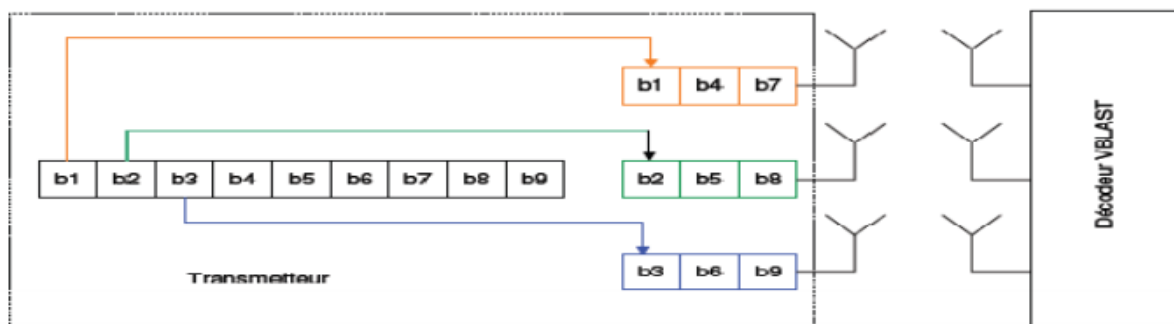


Figure I. 13: Principe de l'architecture de modulation V-BLAST

I.6.5. 3 H-BLAST

L'architecture d'un transmetteur H-BLAST est très proche de celle du V-BLAST, comme illustré sur la Figure I.14 elle utilise les mêmes blocs que V-BLAST sauf l'ordre de rangement de ces blocs. La Figure I.15 illustre le démultiplexage et la modulation du code H-BLAST. Les bits d'information sont démultiplexés en N_t sous-flux. Puis ils sont codés par un codeur. Les bits issus du codage sont alors modulés et entrelacés [33].

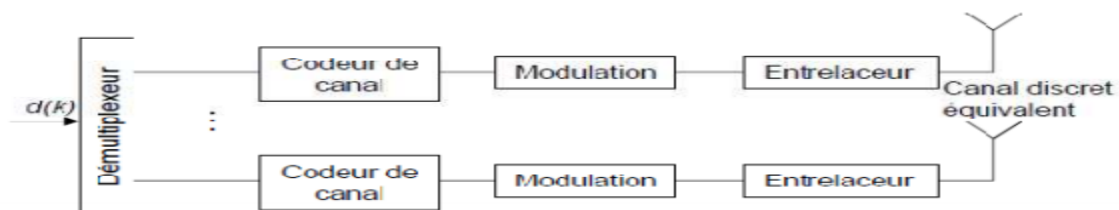


Figure I. 14: Architecture d'un transmetteur H-BLAST.

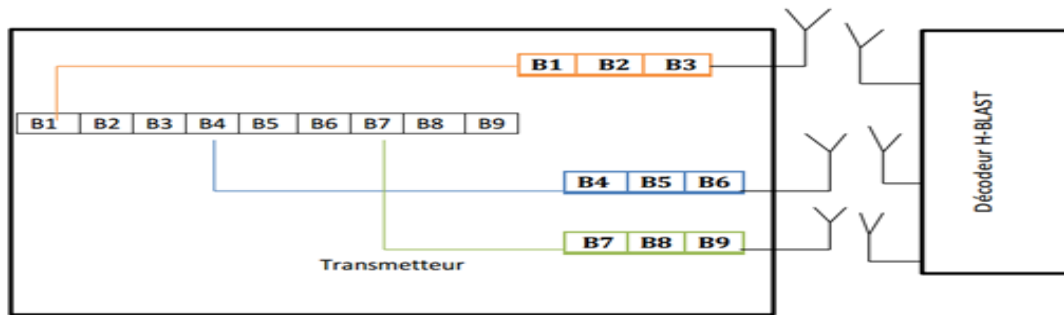


Figure I. 15: Principe de l'architecture de modulation H-BLAST

I.6. 6 Techniques de détection MIMO

Au niveau de la réception, nous considérons que la détection MIMO consiste à estimer les symboles générés avant le codage espace-temps. Il existe différentes techniques de détection MIMO. 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 [35]. Parmi ces techniques de détections on cite :

I.6.6. 1 Le critère de Forçage à Zéro (ZF)

Le récepteur linéaire le plus simple est le récepteur basé sur le critère de forçage à zéro qui inverse tout simplement la matrice de canal supposant que H est inversible, le vecteur de symboles estimés de taille $n_T \times 1$ est alors donné par la relation : $\hat{s} = H^{-1}r$. Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles $(s_i)_{i=1..n_T}$ transmis dans le même canal [35].

Lorsque H est mal conditionnée, le récepteur ZF donne des résultats corrects pour des RSB élevés, mais pour de faibles RSB le bruit perturbe fortement les performances. En pratique, si n n'est pas carrée (i.e. si $n_T \neq n_R$) le récepteur multiplier à gauche par la pseudo-inverse de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrit:

$$\hat{s} = H^+ r = (H^*H)^{-1}H^*r. \tag{I.10}$$

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

I.6.6. 2 Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)

La contre partie de la parfaite séparation des signaux est l'augmentation du bruit. Le récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) constitue une excellente alternative [36]. Cet autre récepteur linéaire minimise l'erreur globale due au bruit et à l'interférence mutuelle des signaux transitant par le même canal.

L'erreur quadratique moyenne est donnée par:

$$\epsilon = \mathcal{E}\{(s - \hat{s})^*(s - \hat{s})\} \tag{I.11}$$

Dans ce cas, on estime s grâce à la relation:

$$\hat{s} = \frac{\rho}{n_T} H^* \left(\sigma_v^2 I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} H H^* \right)^{-1} r \quad (\text{I.12})$$

Dans laquelle on suppose que :

$$\varepsilon\{s\hat{s}^*\} = \frac{\rho}{n_T} I_{n_T} \quad \text{et} \quad \varepsilon\{VV^*\} = \sigma_v^2 I_{n_R} \quad (\text{I.13})$$

Le récepteur EQMM est moins sensible au bruit mais il sépare moins bien les signaux. Dans le cas d'un RSB élevé ($\sigma_v^2 \cong 0$) le récepteur EQMM converge vers le récepteur ZF.

I.6.6. 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 [36]. 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 grâce à la formule :

$$\hat{s} = \arg \min_s \|r - Hs\|^2 \quad (\text{I.14})$$

Où la recherche de la distance minimale s'effectue sur tous les mots de code possibles. Il est important de noter que, si on note 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.

I.6.6. 4 Détecteur à annulation successive d'interférences (ASI)

Les techniques de détection précédemment présentées ne sont pas toujours satisfaisantes : la détection ML est optimale, mais très complexe, la détection ZF augmente le niveau de bruit et la détection MMSE ne supprime pas toutes les interférences. Cependant d'autres techniques dites non linéaires qui reposent sur le principe de détection ZF ou MMSE et d'annulation successive (SIC) ou parallèle (PIC) d'interférences existent. Par exemple, dans l'algorithme VBLAST proposé par [31], les symboles des antennes sont détectés successivement par une technique ZF ou MMSE puis les interférences sont supprimées en utilisant les symboles des antennes déjà détectés.

Il existe d'autres techniques de détection non linéaire qui s'avèrent plus performantes et efficaces. Ces techniques associent le codage de canal et la détection dans le système pour permettre un échange d'informations entre décodeur et détecteur selon le critère du MAP ou du MMSE.

I. 7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur la chaîne de transmissions numériques et les phénomènes de propagation physique. Ensuite, nous avons décrit les modèles de canaux, les caractéristiques d'un canal radio mobile tel que l'atténuation, l'effet doppler, le bruit et la corrélation.

Par la suite nous avons discuté sur la technologie MIMO et les différentes techniques qui permettent d'augmenter la capacité et la performance des systèmes de transmission. Puis, nous avons apparu intéressant de présenter la technique du multiplexage spatial (D-BLAST, V-BLAST, H-BLAST) et le codage spatio-temporel (par blocs et en treillis).

Et vers la fin de notre chapitre nous avons présenté plusieurs algorithmes permettant de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale tel que le ZF, MMSE, MV et ASI, dans le but de faire augmenter le débit de plus en plus et d'avoir la meilleure qualité de signal à la réception.

Le prochain chapitre introduira les techniques MIMO exploitant la diversité spatiale dans les systèmes MIMO à boucle ouverte (les codes spatio-temporels) et à boucle fermée (précodeurs). Nous pouvons supposer que le récepteur estime le canal et que cette information peut ensuite remonter à l'émetteur. Cette connaissance à l'émission ou Channel State Information (CSI) permet aux précodeurs d'optimiser les signaux émis.



CHAPITRE II

II. 1 Introduction

La technique multi-antennaires MIMO présente plusieurs intérêts dans la radiocommunication mobile, elle est modélisée par la matrice canal H dont les propriétés détermineront la mise en place d'un précodeur, il peut être décomposé en plusieurs canaux (SISO) parallèles en utilisant la décomposition en valeurs singulières (SVD). Nous nous sommes focalisés sur les algorithmes dits de précodage qui utilisent la connaissance de l'état du canal pour réaliser l'adaptation au canal de transmission puis nous allons évaluer leur performance en termes de capacité en fonction du rapport signal sur bruit.

L'estimation de la matrice de canal, que l'on appelle également CSI, est particulièrement importante car sa connaissance va permettre d'optimiser de manière significative la reconstruction du signal. En effet, si l'on connaît de manière précise l'impact du canal sur les symboles transmis, on peut tirer parti de cette information afin de décoder plus précisément les symboles reçus. De la même manière, la connaissance de cette information avant l'émission des symboles peut s'avérer particulièrement intéressante, la connaissance de la matrice de canal est obtenue par l'utilisation de séquences d'apprentissage [37], elles peuvent être séparées suivant que le système MIMO connaît l'état du canal ou la CSI (Channel State Information) à l'émission (Tx-CSI) et à la réception (Rx-CSI), ou uniquement à la réception. Ces deux systèmes sont respectivement appelés système MIMO à boucle ouverte et système MIMO à boucle fermée.

Ce chapitre porte plus particulièrement sur l'utilisation des précodeurs diagonaux (Max-SNR, WF, TEBM, EQMM, EE, QdS) et les précodeurs non diagonaux ($\max - d_{min}$, E-dmin). Ces précodeurs nécessitent la connaissance parfaite du Tx-CSI et permettent d'optimiser un critère propre à chaque précodeur.

II. 2 Les systèmes MIMO à boucle ouverte

On désigne par systèmes MIMO en boucle ouverte (OL-MIMO) des systèmes qui nécessitent seulement la connaissance du canal à la réception (Rx-CSI) et l'émetteur ne connaît pas le canal. Nous avons vu dans le chapitre précédent différentes solutions utilisant le principe des codes spatio-temporels en blocs orthogonaux (code d'Alamouti) [38], et le multiplexage, la première technique ajoute de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et d'éviter les évanouissements propres au canal radio mobile. Dans ce cas, les antennes multiples ne sont plus utilisées pour augmenter le débit, mais simplement pour créer la diversité spatiale nécessaire à l'acheminement d'information sur un canal particulièrement difficile, et la deuxième technique permet d'augmenter de manière significative la capacité des systèmes des symboles à émettre qui croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices.

II. 3 Les systèmes MIMO à boucle fermée

Les systèmes MIMO en boucle fermée (CL-MIMO) disposent d'une voie de retour entre le récepteur et l'émetteur. Il est ainsi possible d'utiliser la connaissance du canal à l'émission (Tx-CSI) afin d'optimiser la transmission par une prise en compte anticipée du canal. Cette opération est réalisée par des algorithmes appelés précodeurs dont le rôle est d'exploiter au mieux la connaissance de la CSI afin d'optimiser conjointement l'émetteur et le récepteur d'un système de communication. Les précodeurs présentent plusieurs avantages par rapport aux systèmes OL-MIMO qui prennent en compte uniquement la CSI en réception :

-Ils exploitent mieux la diversité spatiale en comparaison des CST [39].

-Ils offrent la possibilité d'améliorer soit la robustesse (diversité), soit le débit (multiplexage) ou bien un compromis entre le débit et la robustesse.

-Ils permettent de décomposer le canal MIMO en plusieurs sous-canaux SISO indépendants et parallèles.

II.3. 1 Précodeurs linéaires

Le précodage est une technique qui a pour but d'adapter le signal transmis au canal qu'il va effectivement traverser [40]. Les précodeurs linéaires appartiennent à l'ensemble des systèmes MIMO à boucle fermée (CL-MIMO). Ainsi, les précodeurs exploitent l'information du canal au niveau de l'émetteur et du récepteur afin d'optimiser un critère de qualité tel que le RSB, la capacité du canal et la distance minimale de la constellation de réception.

II.3.1. 1 principe

À l'émission, un précodeur linéaire sous forme de matrice permet de combiner les symboles à émettre et de répartir la puissance sur les antennes selon une stratégie bien précise, à la réception, un décodeur linéaire traite les échantillons reçus. En général, le couple précodeur-décodeur optimise un critère pertinent comme maximiser la capacité, maximiser le RSB post-traitement ou maximiser la distance euclidienne minimale. Chaque optimisation donne un résultat qui lui est propre mais ces techniques possèdent toutes un point commun qui sont de diagonaliser le canal [41].

En considérant une matrice de précodage F et de décodage G , le modèle de base du système, représenté sur la figure II.1 s'écrit:

$$Y = GHFs + Gn \tag{II.1}$$

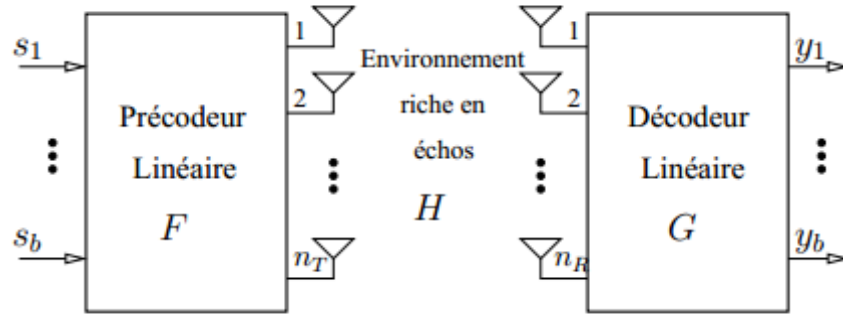


Figure II. 1 : Système MIMO avec précodeur et décodeur

avec s [$b \times 1$] le vecteur de symboles à émettre, F [$n_T \times b$] la matrice de précodage, et G [$b \times n_R$] la matrice de décodage et n le vecteur de bruit additif centré de dimension $n_R \times 1$.

On suppose que les symboles sont indépendants et identiquement distribués (iid), et que les symboles et le bruit additif sont totalement décorrélés. Nous considérons donc :

$$E[ss^*] = I_b \quad E[nn^*] = R \quad E[sn^*] = 0 \quad (\text{II.2})$$

Avec I_b la matrice identité de taille $b \times b$ et R la matrice de corrélation du bruit.

Soit P_T , la puissance totale disponible à l'émission. Nous devons respecter la contrainte sur la puissance telle que :

$$\text{trace}(ss^*) = P_T \quad (\text{II.3})$$

La première étape commune à tous les précodeurs consiste à représenter le canal MIMO sous la forme d'un canal virtuel constitué de b sous canaux SISO décorrélés et parallèles. Cette étape de transformation en canal virtuel est détaillée dans la section suivante. Ces différentes étapes sont basées sur des opérations matricielles. Afin d'aboutir à la diagonalisation du canal, on décompose les matrices de précodage et de décodage sous la forme d'un produit de deux matrices [39]:

$$F = F_v F_d \text{ et } G = G_d G_v \quad (\text{II.4})$$

Les matrices d'indice v servent à blanchir le bruit et diagonaliser le canal, elles sont directement issues de l'opération de SVD sur la matrice H qui permet d'obtenir le canal virtuel diagonal H_v . Les matrices avec l'indice d servent à optimiser le système suivant un critère donné. Nous pouvons voir le schéma-bloc de la décomposition d'un canal MIMO avec précodage sur la figure II.2 :

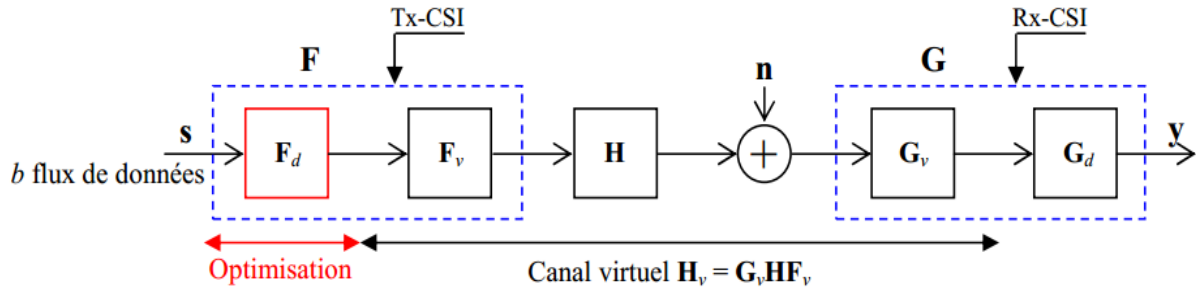


Figure II. 2 : Schéma-bloc canal MIMO précodé en canal virtuel

Le modèle devient alors:

$$y = G_d H_v F_d s + G_d n_v \quad (\text{II.5})$$

Où H_v est le canal virtuel défini par:

$$H_v = G_v H F_v \quad (\text{II.6})$$

Et n_v est le bruit virtuel:

$$n_v = G_v n \quad (\text{II.7})$$

Sa matrice de corrélation est:

$$R_v = G_v R G_v^* \quad (\text{II.8})$$

Nous allons utiliser seulement des matrices de précodage virtuelles F_v dont les colonnes sont orthonormées, et par conséquent :

$$F_v^* F_v = I \quad (\text{II.9})$$

La contrainte de puissance est :

$$\text{Trace} \{F_d F_d^*\} = P_T \quad (\text{II.10})$$

(II.11)

Preuve :

$$P_T = \text{trace}\{FF^*\} = \text{trace}\{F^*F\} = \text{trace}\{F_d^*F_v^*F_vF_d\} = \text{trace}\{F_d^*F_d\} = \text{trace}\{F_dF_d^*\}$$

Notre objectif est de déterminer les précodeurs et décodeurs virtuels F_v et G_v , de telle sorte que le canal virtuel H_v et la matrice de corrélation du bruit R_v deviennent aussi simples que possible. Cela facilitera grandement l'analyse du système ainsi que la détermination de F_d et G_d .

Cet objectif sera atteint grâce à plusieurs transformations successives visant à simplifier le modèle au maximum, les précodeurs et décodeurs virtuels sont alors définis respectivement par:

$$F_v = F_1F_2F_3 \quad (\text{II.12})$$

et

$$G_v = G_3G_2G_1 \quad (\text{II.13})$$

Il faut noter que dans le cas où on n'a aucune information sur le canal, la matrice de précodage doit être incluse dans la matrice de canal et dans ce cas $n_T = b$.

II.3.1. 2 Transformation en canal virtuel

La transformation en canal virtuel est effectuée en trois étapes principales [39]:

Etape 1: Blanchiment du bruit

La décomposition en valeurs propres (DVP) de la matrice de corrélation du bruit nous donne:

$$R = Q\Lambda Q^* \quad (\text{II.14})$$

Où Q est une matrice unitaire et $\Lambda = \text{daig}(\lambda_1, \dots, \lambda_{n_R})$ est une matrice réelle diagonale avec $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{n_R} \geq 0$, les valeurs propres sont rangées dans l'ordre décroissant, prenons :

$$G_1 = \Lambda^{-1/2}Q^* \quad (\text{II.15})$$

et

$$F_1 = I_{n_T} \quad (\text{II.16})$$

$\Lambda^{-1/2}$ est simplement une matrice diagonale, dont les éléments sont $1/\sqrt{\lambda_1}, \dots, 1/\sqrt{\lambda_{n_R}}$.

Le canal intermédiaire virtuel est [39]:

$$H_{v1} = G_1 H F_1 \quad (\text{II.17})$$

Etape 2: Diagonalisation du canal

La décomposition en valeurs singulières (DVS) est un outil très utile à la simplification des canaux de transmission. La DVS de H_{v1} donne:

$$H_{v1} = A \Sigma B^* \quad (\text{II.18})$$

Où A est une matrice unitaire de taille $(n_R \times n_R)$, B est une matrice unitaire de taille $(n_T \times n_T)$ et Σ est une matrice de taille $(n_R \times n_T)$ dont la structure est la suivante :

$$\Sigma = \begin{pmatrix} \Sigma_k & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Où $\Sigma_k = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_k)$ est une matrice diagonale de taille $(k \times k)$ dont les éléments diagonaux sont réels et strictement positifs, en supposant que ces éléments ont été rangés de telle sorte que $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_k \geq 0$ pronons :

$$G_2 = A^* \quad (\text{II.20})$$

et :

$$F_2 = B \quad (\text{II.21})$$

Il faut remarquer que choisir cette valeur pour F_2 n'implique aucune perte de généralité dans la mesure où, si l'émetteur a accès à l'état du canal, il sera toujours possible d'inclure B^* dans F_d pour annuler F_2 . Le canal virtuel est alors:

$$H_{v2} = G_2 H_{v1} F_2 = \Sigma \quad (\text{II.22})$$

Etape 3: Réduction de dimension

La forme diagonale de H_{v2} correspond à plusieurs canaux indépendants avec des gains ou de façon équivalente des RSB différents et rangés par ordre décroissant. Le nombre de sous canaux disponibles correspond au nombre de valeurs propres non nulles k , le but de cette dernière étape est d'obtenir la dimension correspondant au nombre de voies b désirées [39]. Les matrices correspondant à cette opération sont :

$$F_3 = \begin{pmatrix} I_b \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad G_3 = \begin{pmatrix} I_b & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Le canal virtuel devient la matrice ($b \times b$) suivante :

$$H_v = G_3 H_{v2} F_3 = \Sigma_b \quad (\text{II.24})$$

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

II.3.1. 3 Notion de canal virtuel

Nous avons présenté une transformation basée sur trois opérations mathématiques simples permettant d'obtenir des canaux indépendants. Dans la suite du mémoire, nous noterons cette matrice résultante H_v comme la matrice de canal virtuel ou encore :

$$H_v = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_b) \quad (\text{II.25})$$

Où les σ_i représentent les gains de chaque sous-canal. Le bruit additif résultant de la transformation est blanc et de variance unitaire. Le RSB équivalent de la voie i est donc σ_i^2 . Il est à noter, cependant, que s'il n'apparaît que b voies, les n_T antennes émettent toutes du signal.

Le précodage linéaire est donc réalisé par le biais de la matrice de précodage F_d et de la matrice de décodage G_d . On peut distinguer deux types de précodeurs en fonction de la diagonalité ou de la non-diagonalité de ces matrices [42], on parlera alors de précodeurs diagonaux ou non-diagonaux. La représentation en b sous-canaux indépendants à l'avantage de simplifier efficacement une détection par maximum de vraisemblance (MV), même pour un grand nombre de valeurs de et des constellations importantes.

II.3. 2 Précodeurs diagonaux

Les précodeurs diagonaux sont des précodeurs linéaires utilisant la connaissance du canal à l'émission pouvant appliquer la transformation en canal virtuel présentée précédemment. En effet, les optimisations comme dans [43] sont basées sur le canal réel H et donnent une solution globale équivalente reprenant les transformations. C'est pour cela que les précodeurs sont présentés ici avec un raisonnement sur le canal virtuel.

Les précodeurs diagonaux présentent des matrices F_d et G_d diagonales telles que :

$$F_d = \text{diag}(f_i)_{i=1}^b \quad \text{et} \quad G_d = \text{diag}(g_i)_{i=1}^b \quad (\text{II.26})$$

Les symboles reçus sur chaque sous-canal sont définis tels que :

$$y_i = g_i \sigma_i f_i s_i + g_i n_{v_i} \quad \text{pour } i=1, \dots, b \quad (\text{II.27})$$

Avec $g_i = 1$ dans le cadre d'un décodage MV. La figure II.3 illustre le fonctionnement d'un précodeur diagonal où les symboles sont multiplexés (MUX sur la figure II.3) sur les sous-canaux virtuels.

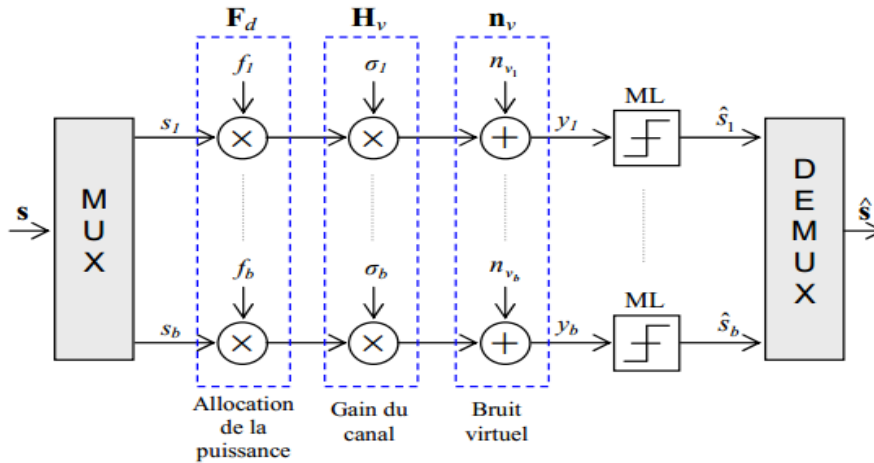


Figure II. 3 : schéma-bloc d'un précodeur diagonal

Les précodeurs diagonaux présentent l'avantage de réduire significativement la complexité du décodage MV de M^b à $b \times M$ avec b le nombre de sous-canaux SISO sélectionnés par le précodeur et M le nombre de points composant la constellation de la modulation. Les différents précodeurs diagonaux se distinguent par le critère optimisé via la matrice F_d . On peut distinguer plusieurs précodeurs diagonaux : les précodeurs optimisant le rapport signal sur bruit en réception (max-SNR), la capacité globale du canal résultant de l'ajout de la matrice de précodage (WF), l'erreur quadratique moyenne (EQMM), la qualité de service (QoS), l'erreur égale (EE) ou la probabilité d'erreur binaire (PEBM), de plus la puissance totale doit être contrôlée et égale à p_T .

II.3.2. 1 Précodeur Max-SNR

Le but de ce précodeur est de maximiser le SNR à la réception, la solution optimale consiste à n'utiliser que la voie la plus favorable correspondant au SNR σ_1^2 [44, 45,46]. Ce précodeur concentre toute la puissance émise sur le sous-canal SISO dans la direction la plus favorable représentée par les vecteurs singuliers de H , $w_T e w_R$, associé à la plus forte valeur singulière $\sqrt{\lambda_1}$ [47]. L'expression du signal reçu est alors :

$$y = \sqrt{p_T} w_R^* H w_T s + w_R^* n \quad (\text{II.28})$$

Ce précodeur est un cas particulier puisqu'il diagonalise le canal en un seul sous-canal mais sans blanchir le bruit, il est présenté dans le canal virtuel avec un bruit blanchi mais n'est pas la définition rigoureuse du précodeur max-SNR. La solution est exacte si le bruit n est iid ($E[nn^*] = \sigma_n^2 I_{n_T}$). Ainsi, en tenant compte de cette remarque, la solution du max-SNR est dans le cas BBAG :

$$b=1 \quad \text{et} \quad f_1^2 = 1 \quad (\text{II.29})$$

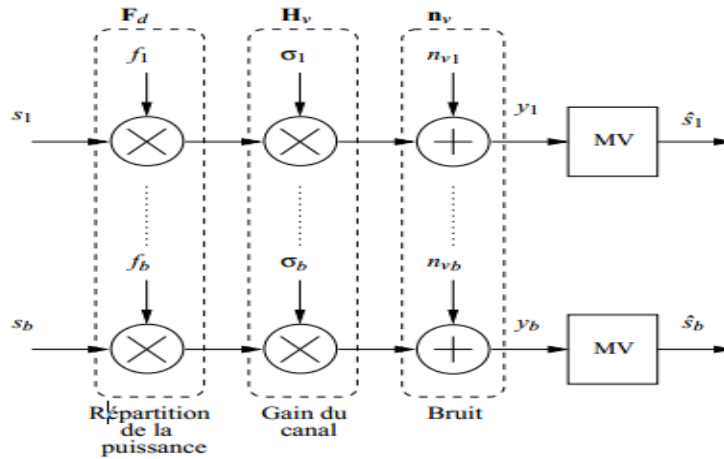


Figure II. 4: schéma de précodage diagonal utilisant la détection du Maximum de vraisemblance (MV) à la réception

Le signal reçu peut être réécrit dans le domaine virtuel :

$$y = \sqrt{p_T \lambda_1} s + n \quad (\text{II.30})$$

Où $n = w_R^* n$ est un bruit ayant les mêmes caractéristiques que n ($E[nn^*] = \sigma_n^2$) car w_R est un vecteur unitaire. Il est à noter que ce précodeur est scalaire dans le sens où il ne transmet qu'un seul symbole. La structure du précodeur est relativement simple mais présente un débit limité à la modulation choisie. Son ordre de diversité est maximal [48] et égal à $n_T \times n_R$ dans un canal de Rayleigh.

II.3.2. 2 Précodeur Water-Filing (WF)

Le précodeur Water-Filling (WF) [49] permet de maximiser la capacité. Dans le cadre d'un canal diagonalisé, la capacité C s'exprime par la relation suivante :

$$C = \sum_{i=1}^b \log_2(1 + f_i^2 \sigma_i^2) \quad (\text{II.31})$$

Où f_i et σ_i représentent les valeurs diagonales de la matrice de pré-codage F_d et de la matrice du canal équivalent H_v , respectivement.

Comme le système comporte b voies parallèles et indépendantes, la capacité est tout simplement b fois la capacité d'un canal SISO. Pour trouver les valeurs de la matrice de précodage $F_d = \text{diag}(f_i)_{i=1}^b$ qui maximisent cette capacité, nous allons utiliser la méthode des multiplicateurs de Lagrange. La contrainte de la puissance maximale à l'émission s'écrit à présent:

$$\sum_{i=1}^b f_i^2 = p_T \quad (\text{II.32})$$

La solution optimisant est donnée par :

$$f_i^2 = \begin{cases} \Psi - \frac{1}{\sigma_i^2} \text{si} \Psi > \frac{1}{\sigma_i^2} \\ 0 & \text{si} \Psi \leq \frac{1}{\sigma_i^2} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Si on note b_Ψ l'entier tel que $\sigma_i^2 > 1/\Psi$ pour $i=1, \dots, b_\Psi$ et $\sigma_i^2 \leq 1/\Psi$ (et donc $f_i^2 = 0$) pour $i= b_\Psi + 1, \dots, b$ alors, grace a la contraite , on obtient :

$$p_T = \sum_{i=1}^{b_\Psi} f_i^2 = \Psi b_\Psi - \gamma_\Psi \quad (\text{II.34})$$

Ou γ_Ψ est défini par :

$$\gamma_\Psi = \sum_{i=1}^{b_\Psi} \frac{1}{\sigma_i^2} \quad (\text{II.35})$$

Ainsi le seuil Ψ est :

$$\Psi = \frac{p_T + \gamma_\Psi}{b_\Psi} \quad (\text{II.36})$$

Il convient de vérifier que cette valeur Ψ régénère le même b_Ψ . On peut alors facilement trouver les valeurs f_i à partir de f_i^2 Cette solution WF a déjà été l'objet de nombreuses études, et est largement reconnue pour son aptitude à augmenter les capacités des systèmes MIMO

[50,51, 52]. Cependant, si on retrouve ici les mêmes résultats que dans la littérature, la méthode est développée ici d'une manière beaucoup plus simple et rapide, grâce à la diagonalité du système équivalent.

II.3.2. 3 Précodeur d'Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM)

On appelle précodeur EQMM, un précodeur qui minimise l'erreur quadratique moyenne [42]. L'équation d'optimisation est définie par :

$$\min_{F_d, G_d} E [\|y - \hat{S}\|^2] \quad \text{avec} \quad \hat{S} \in C^b \quad (\text{II.37})$$

Où C est l'ensemble des symboles définis par la modulation. En utilisant le schéma virtuel et plus précisément la structure diagonale du schéma global, l'optimisation peut être mise sous la forme suivante :

$$\min_{F_d, G_d} \sum_{i=1}^b E [|g_i \sigma_i f_i s_i + g_i n_{vi} - \hat{S}|^2] \quad (\text{II.38})$$

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

$$f_i^2 = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_i^2} \left(\Psi - \frac{1}{\sigma_i} \right) & \text{si } \Psi > \frac{1}{\sigma_i} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{avec } i = 1 \quad (\text{II.39})$$

Où b_Ψ est le nombre de voies utilisées respectant

$$\sigma_i > \frac{1}{\Psi} \quad \text{pour } i = 1, \dots, b_\Psi \quad (\text{II.40})$$

Et

$$\sigma_i \leq \frac{1}{\Psi} \quad \text{pour } i = b_\Psi + 1, \dots, b$$

On a :

$$\Psi = \frac{p + \gamma_\Psi}{\sum_{i=1}^{b_\Psi} \frac{1}{\sigma_i}} \quad (\text{II.41})$$

Avec γ_Ψ à la même définition que γ_Ψ dans WF.

II.3.2. 4 Précodeur QdS

La qualité de services est une notion très actuelle dans toute l'industrie des télécommunications [49]. Dans notre contexte, elle représente la possibilité d'utiliser les systèmes de transmission multi-antennes pour acheminer différents types d'information sur des voies indépendantes. Considérons par exemple des applications multimédia qui nécessitent la transmission simultanée de données de nature différente [50], comme la vidéo et la parole. Il est évident que pour que la transmission soit efficace, la vidéo doit se voir attribuer des voies dont le RSB est bien meilleur que celui des sous-canaux par lesquels transiteront les données audio. Pour pouvoir moduler le RSB selon la distribution des voies, on introduit la contrainte supplémentaire:

$$f_i^2 \sigma_i^2 = \gamma \rho_i \quad (\text{II.42})$$

Où γ est un scalaire positif et ρ_i le RSB relatif désiré sur la voie i .

En utilisant la contrainte de puissance on obtient:

$$\sum_{i=1}^b f_i^2 = \sum_{i=1}^b \frac{\gamma \rho_i}{\sigma_i^2} = \gamma \sum_{i=1}^b \frac{\rho_i}{\sigma_i^2} \quad (\text{II.43})$$

L'expression de γ est alors donnée par :

$$\gamma = \frac{P_T}{\sum_{i=1}^b \frac{\rho_i}{\sigma_i^2}} \quad (\text{II.44})$$

Finalement les f_i^2 sont calculé par l'expression suivante :

$$f_i^2 = \frac{P_T \rho_i}{\sigma_i^2 \sum_{k=1}^b \frac{\rho_k}{\sigma_k^2}} \quad (\text{II.45})$$

Les RSB propres à chaque voie sont alors définis par des rapports entre eux, le scalaire γ servant à assurer un RSB global constant. Ainsi, pour un système à 2 voies, il suffit de prendre $\rho_2 = 2\rho_1$ pour avoir 3 dB d'écart entre les voies, comme le montre la figure II.5 bien évidemment, plus le rapport $\frac{\rho_2}{\rho_1}$ est grand, plus le TEB global de la transmission augmente. Le cas le plus favorable est donné par un rapport $\frac{\rho_2}{\rho_1} = 1$ détaillé dans le paragraphe suivant.

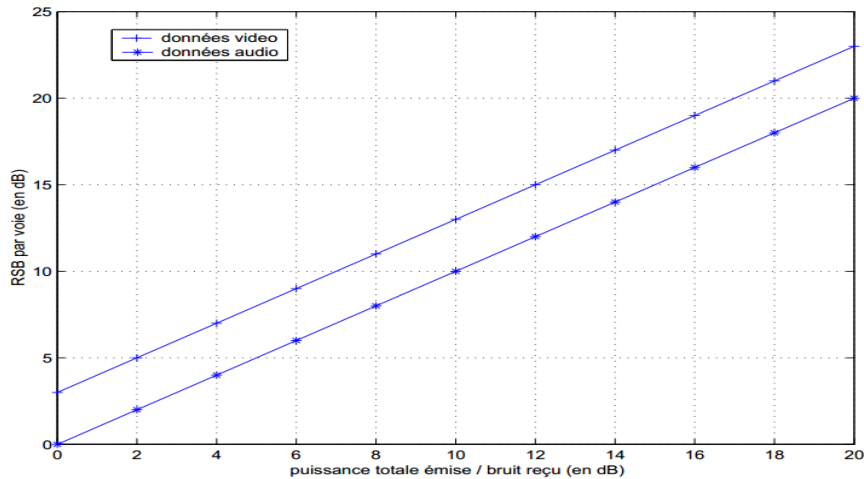


Figure II. 5 : Système MIMO basé sur la Qualité de Service: les données vidéo sont transmises sur une voie favorisée de 3dB par rapport aux données audio

II.3.2. 5 Précodeur Erreur Egale (EE)

Le schéma d'optimisation classique par le critère de l'erreur quadratique moyenne peut donner des erreurs sur chaque voie très différentes les unes des autres [50]. Cependant, des systèmes à débit constant nécessitent des transmissions sûres utilisant des modulations et des schémas de codage identiques sur chaque voie. Ces voies doivent donc avoir des erreurs quadratiques moyennes égales, ce qui revient à avoir le même RSB sur toutes les voies. C'est donc un cas particulier de l'optimisation basée sur la qualité de services du paragraphe précédent, et en posant $\gamma\rho_i = \rho$ ce RSB unique se définit par:

$$\rho = f_i^2 \sigma_i^2 \quad (\text{II.46})$$

En remplaçant les RSB des différentes voies par ce RSB, on obtient alors directement :

$$f_i^2 = \frac{\rho}{\sigma_i^2} = \frac{p_T}{\sigma_i^2 \sum_{k=1}^b \frac{1}{\sigma_k^2}} \quad (\text{II.47})$$

II.3.2. 6 Précodeur Taux d'Erreur Binaire Minimal (TEBM)

Les précodeurs basés sur la maximisation de la capacité et sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne améliorent sensiblement les performances des systèmes MIMO. Cependant, la fiabilité et la sécurité des systèmes dépendent essentiellement du TEB de la transmission, et en pratique c'est plutôt ce paramètre qu'il faut chercher à minimiser. Grâce à la représentation diagonale, un précodeur optimal diagonal basé sur la minimisation directe du

TEB peut être développé [39]. Comme on utilise un récepteur MV, les valeurs de g_i n'ont aucun impact sur la minimisation du TEB, et on choisit donc $g_i = 1$.

Le modèle de transmission pour le i^e sous-canal est alors :

$$y_i = \sigma_i f_i s_i + n_{v_i} \quad (\text{II.48})$$

Les éléments σ_i sont réels et positifs, et nous allons donc choisir pour f_i des valeurs réelles et positives (il est facile de montrer que considérer des valeurs complexes ou négatives ne modifierait ni le RSB, ni le TEB). Le RSB pour chaque sous-canal s'exprime :

$$\rho_i = f_i^2 \sigma_i^2 \quad (\text{II.49})$$

Cette méthode est la plus rapide parmi celles présentées dans ce chapitre, car elle ne nécessite aucune optimisation, pas plus que de recherche de l'avantage d'être plus rapide.

II.3.3 Les précodeurs non-diagonaux

Les précodeurs non-diagonaux ne présentent pas de matrice de précodage diagonale ($F_d \neq \text{diag}(f_i^2)_{i=1}^b$) [42]. La figure II.6 illustre le fonctionnement de ces précodeurs.

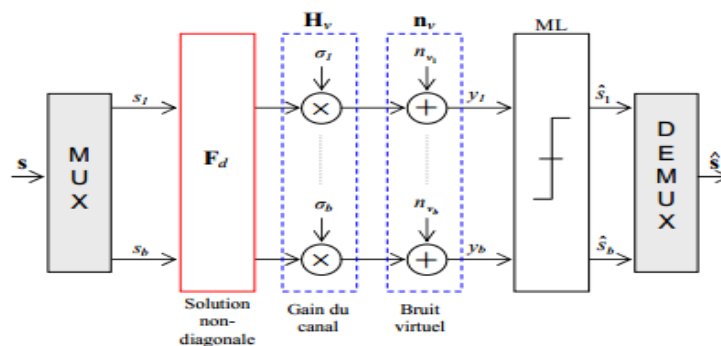


Figure II. 6: Schéma bloc d'un précodeur non-diagonal

La structure des précodeurs non-diagonaux ne leur permet pas de réduire la complexité du décodage ML qui est alors égale à M^b [42]. La non-diagonalité fournit néanmoins un degré de liberté supplémentaire au précodeur qui peut alors modifier les géométries des constellations de réception. Dans cette section, nous présentons deux précodeurs qui illustrent ce principe.

II.3.3.1 Le précodeur $\max - d_{min}$

Ce précodeur se différencie des précédents par sa structure qui n'est plus diagonale. Les autres précodeurs sont basés sur la répartition de puissance : les coefficients f_i^2 sont définis et correspondent à la puissance émise sur les antennes. Le précodeur $\max - d_{min}$ n'est

plus diagonal et c'est le signal complexe qui est important et non plus le module. Le non diagonalité donne un degré de liberté de plus au précodeur qui peut désormais modifier les géométries des constellations de réception.

La distance euclidienne minimale a un rôle déterminant lorsque le récepteur est basé sur le MV [53] agissant directement sur la probabilité d'erreur : plus deux impacts de la constellation de réception sont proches, plus la probabilité de se tromper entre eux est grande. Le principe de ce précodeur est de maximiser la distance minimale de la constellation de réception [54, 55]. Cette valeur est notée d_{min} et est définie par :

$$d_{min} = \min_{s, x \in C^b, x \neq s} \|H_v F_d(s - x)\| \quad (\text{II.50})$$

L'optimisation du précodeur est alors définie par :

$$F_d = \underset{F'_d}{\operatorname{argmax}} \min_{s_k, s_1 \in C^b, s_k \neq s_1} \|H_v F'_d(s_k - s_1)\|^2 \quad \text{avec } \|F_d\|_F^2 = P_T \quad (\text{II.51})$$

L'optimisation prend en compte d_{min} dont l'expression est rigoureuse contrairement à d'autres études où des approximations permettent des simplifications [43].

La résolution de ce problème est particulièrement difficile, car l'expression de la distance prend en compte plusieurs paramètres : le canal de transmission H_v , la modulation numérique et le nombre de voies b . Les solutions trouvées sont données pour $b=2$ voies et pour les modulations BPSK, MAQ-4 et MAQ-16 [56], [57]. Une extension de $\max - d_{min}$ pour un nombre pair de voies ($b \geq 4$) a aussi été proposée dans [58]. Ces solutions sont indépendantes du rapport signal sur bruit (RSB) et dépendent simplement d'un paramètre unique γ défini dans la suite. La solution proposée dans [56] est obtenue grâce à un changement de variable des deux valeurs propres du canal notées σ_1 et σ_2 .

Il s'agit d'un changement de coordonnées cartésiennes en coordonnées polaires. Les deux nouvelles variables sont définies par :

$$\begin{cases} \sigma_1 = \rho \cos \gamma \\ \sigma_2 = \rho \sin \gamma \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \gamma = \operatorname{artan} \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \\ \rho = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Le canal virtuel peut alors s'écrire :

$$H_v = \begin{pmatrix} \sigma_1 & 0 \\ 0 & \sigma_2 \end{pmatrix} = \rho \begin{pmatrix} \cos \gamma & 0 \\ 0 & \sin \gamma \end{pmatrix} \quad (\text{II.53})$$

Où $\rho \in \mathbb{R}^+$ agit comme un gain sur toute la chaîne et γ ($\pi/4 \geq \gamma > 0$) est un angle caractéristique du canal H_v et permet de savoir si les sous-canaux sont équilibrés ou non.

En effet, une valeur de γ proche de 0 indique que la voie 1 est fortement privilégiée (la matrice est mal conditionnée), tandis qu'une valeur proche de $\pi/4$ signifie que les deux voies sont équivalentes (la matrice est bien conditionnée). De plus, cette notation fait apparaître ρ comme un facteur d'échelle de la distance minimale et n'intervient en rien dans l'optimisation d'expression F_d . Cette dernière ne dépend alors que du paramètre γ permettant une simplification notable dans la détermination de la solution. Nous donnons ici la matrice de précodage F_d pour une modulation MAQ-4, cette solution est relativement simple avec deux formes de précodeur [56].

$$\text{si } 0 \leq \gamma \leq \gamma_0 F_d = F_{d1} = \sqrt{p_0} \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3+\sqrt{3}}{3}} & \sqrt{\frac{3-\sqrt{3}}{3}} e^{j\frac{\pi}{12}} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.54})$$

$$\text{si } \gamma_0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{4} F_d = F_{d2} = \sqrt{\frac{p_0}{2}} \begin{pmatrix} \cos \psi & 0 \\ 0 & \sin \psi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{4}} \\ -1 & e^{j\frac{\pi}{12}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.55})$$

Ou

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi = \arctan \frac{\sqrt{2}-1}{\tan \gamma} \\ \gamma_0 = \arctan \sqrt{\frac{3\sqrt{3}-2\sqrt{6}+2\sqrt{2}-3}{3\sqrt{3}-2\sqrt{6}+1}} \simeq 17,28^\circ \end{array} \right. \quad (\text{II.56})$$

Le précodeur $max - d_{min}$ prend la matrice F_{d1} qui favorise une seule voie pour des valeurs de γ inférieures à $17,28^\circ$. Le précodeur choisit alors de mélanger les deux symboles et de les transmettre uniquement sur la meilleure voie. Ce cas de figure se présente lorsque l'écart entre les deux valeurs propres est grand. Dans le cas contraire, c'est à dire pour des valeurs de γ supérieures à $17,28^\circ$, le précodeur $max - d_{min}$ utilise les deux voies à travers la matrice de précodage F_{d2} pour transmettre les deux symboles. La solution pour la MAQ-16 détaillée dans [55] conduit à 4 formes différentes de précodeurs. Pour plus de détails sur le précodeur $max - d_{min}$ ainsi que la solution pour la MAQ-16, le lecteur peut se référer aux références [54] et [55].

II.3.3. 2 Le précodeur E-dmin

L'inconvénient majeur du précodeur $max - d_{min}$ tient dans sa complexité de décodage par MV qui croît exponentiellement avec le nombre de voies considérées : M^b . La généralisation de cette solution pour un système MIMO, comprenant plus de deux antennes à l'émission et à la réception, a été proposée dans [59]. Bien que non-optimale, cette solution

permet d'obtenir un bon compromis entre les performances en termes de TEB et une complexité modérée pour le décodage ML. Cette solution, appelée E-dmin, s'applique sur un canal MIMO comprenant b voies, avec $b = \min(n_T, n_R) \geq 4$ et b un nombre pair. Les différentes étapes de la solution E-dmin sont résumées ci-dessous :

1. Décomposition du canal MIMO en $b/2 > 2$ sous-canaux SISO parallèles et indépendants par la transformation en canal virtuel.
2. Séparation du système MIMO en $b/2$ sous-systèmes MIMO virtuels comprenant deux voies de données chacun, notés sous-systèmes MIMO χ_i avec $i = 1, \dots, b/2$.
3. Application du précodeur $max - d_{min}$ sur chacun des sous-systèmes MIMO χ_i .
4. Répartition de la puissance totale P_t sur les différents sous-systèmes MIMO en affectant à chacun d'eux une puissance γ_i qui maximise d_{min} sous la contrainte.

$$\sum_{i=1}^{b/2} \gamma_i^2 = P_0 \quad (\text{II.57})$$

II. 4 Conclusion

Nous avons décrit dans ce chapitre un processus de simplification des canaux MIMO basée sur des opérations matricielles simples comme les décompositions en valeurs propres ou en valeurs singulières, la démarche reste très générale. Elle permet d'intégrer au système de transmission un précodeur et un décodeur diagonaux qui augmentent la fiabilité de la communication. Par la suite nous avons présenté le principe du précodage linéaire dans les systèmes MIMO qui détaillé les étapes conduisant à la décomposition du canal MIMO en canal virtuel équivalent. Cette décomposition permet de voir le canal MIMO comme un ensemble de sous-canaux SISO hiérarchisés, parallèles et indépendants.

Dans la dernière partie de ce chapitre nous nous sommes focalisés sur les algorithmes de précodage diagonal : le WF, l'EQMM, la QdS et l'EE. Tous ces précodeurs diagonaux améliorent grandement les performances des systèmes de transmission MIMO tout en autorisant une détection optimale basée sur le maximum de vraisemblance et optimal au sens du taux d'erreur binaire minimal, et garantit donc des transmissions d'excellente facture. Ces algorithmes sont basés sur la connaissance du canal à l'émission et peuvent être vus comme des pré-égaliseurs qui allouent la puissance d'émission en optimisant un critère lié à la transmission.

Une perspective intéressante serait donc de regarder l'apport des précodeurs non diagonaux peuvent également être envisagés, par exemple le critère maximisant la distance euclidienne minimale entre symboles sur la constellation reçue $max - d_{min}$ et E-dmin. L'algorithme $max - d_{min}$ sera étudié plus en détail dans le troisième chapitre en prenant en compte la quantification des informations de précodeur $max - d_{min}$ dans un canal de retour.



CHAPITRE III

III. 1 Introduction

L'utilisation des techniques de précodage pour les systèmes de communications sans fil s'est intensifiée ces dernières années. En effet, la connaissance de l'état du canal à l'émission impact favorablement les performances des systèmes de communications en termes d'augmentation du débit de transmission et/ou de la couverture radio par rapport à un système non précodé. Les systèmes MIMO à boucle fermée regroupent toutes les techniques de précodage appliquées avant l'émission comme le précodeur *max – d_min*.

Ce type d'optimisation nécessite de connaître l'état du canal (Tx-CSI) à l'émission, celui-ci est généralement estimé en réception [60]. La CSI à l'émission nécessite donc un canal pour le retour d'information du récepteur vers l'émetteur (Feedback Channel) pour renvoyer toute l'estimation du canal, cette quantité augmente en fonction de la dimension du système MIMO et doit être aussi faible que possible. Un canal de retour, si appliqué, ne peut envoyer qu'un nombre limité de bits de retour en raison de contraintes de consommation d'énergie [61].

Dans ce chapitre nous allons présenter en détaille le précodeurs *max – d_min*, qui sera comparé en performance au codage MIMO classique ALAMOUTI.

III. 2 Canal de retour

III.2. 1 Principe général

L'histoire du canal de retour dans les systèmes de communication remonte à Shannon [62]. Récemment, l'application d'un "Finite-rate Feedback Channel" dans les systèmes MIMO à boucle fermée a attiré beaucoup d'attention. Néanmoins, l'utilisation d'un canal de retour est conditionné par plusieurs paramètres, tel que la consommation d'énergie et la bande passante du système. De ce fait le lien de retour doit être optimisé et plusieurs techniques sont utilisées la plus connue et la quantification.

Nous allons présenter dans ce qui suit, le principe général de la quantification de l'information de retour pour les systèmes MIMO à boucle fermée.

Rappelons l'écriture matricielle du système MIMO général précodé :

$$y = GFs + Gn \tag{III.1}$$

A l'émission, l'émetteur a besoin de connaître la matrice de précodage F qui optimise le système. Le récepteur estime l'état du canal et calcule l'information de retour nécessaire à l'émission (la matrice de précodage). La quantification consiste à choisir la matrice de pré codage F parmi un ensemble fini \mathcal{F} de matrices de précodage, appelé le dictionnaire (ou code book) [63]:

$$\mathcal{F} = (F_1, F_2, \dots, F_N) \tag{III.2}$$

Où $N = 2^n$ est le nombre de matrices dans le dictionnaire et n représente le nombre de bits utilisés pour envoyer la matrice choisie à l'émetteur. Ce dictionnaire est connu au récepteur et à l'émetteur. Le récepteur choisit la matrice F optimale dans le dictionnaire en fonction de l'état du canal estimé, et l'envoie à l'émetteur sur le canal de retour en utilisant n bits.

Rappelons que la matrice F est une matrice complexe de taille $[n_t \times b]$ où n_t est le nombre d'antennes à l'émission et $b = 2$ est le nombre de symboles émis simultanément. Pour mieux montrer l'avantage de la quantification, nous donnons l'exemple suivant : un système MIMO 4×4 possède une matrice F qui contient $4 \times 2 = 8$ éléments complexes. Par conséquent, nous avons $8 \times 2 = 16$ paramètres à envoyer à l'émission chaque fois que le canal change. A partir de la quantification, seuls n bits sont alors envoyés au lieu de toute la matrice F . Le paramètre n est généralement que de l'ordre de quelques bits.

Ce principe général de la quantification est valide pour tous les systèmes MIMO basés sur le précodage linéaire et la SVD [63].

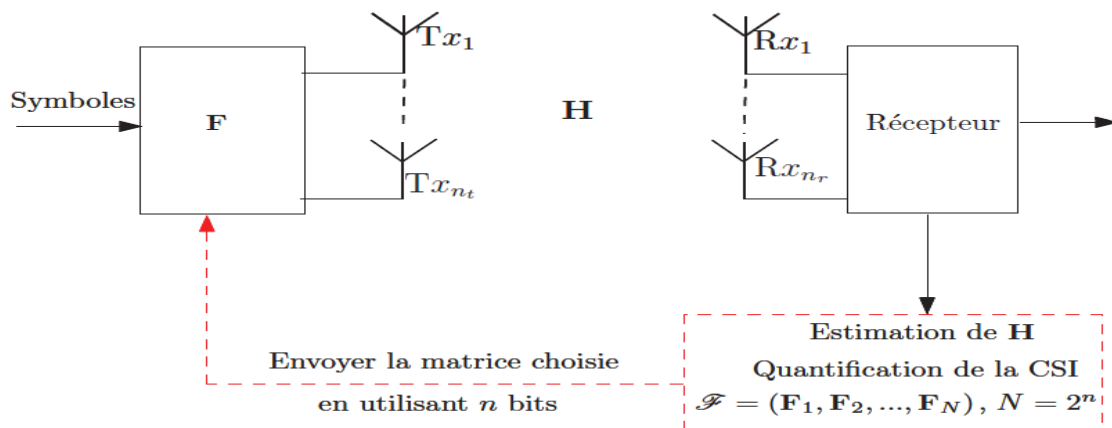


Figure III. 1: Principe général de la quantification de l'information de retour

III.2. 2 Quantité d'information sur la voie de retour

La quantité d'information à renvoyer sur la voie retour est égale à $n_1 = \log_2 N$ bits. Cette quantité d'information doit donc être définie selon les compromis entre les performances, directement reliées à la précision apportée par le dictionnaire, et la complexité, reliée au processus de génération du dictionnaire et le temps de recherche de la matrice optimale dans ce dictionnaire. En effet, comme présenté précédemment, le processus de génération du dictionnaire du précodeur *max – d_{min}* nécessite des étapes de tests et de stockage dont la complexité augmente avec N [64].

III.3 Quantification du pré codeur *max – d_{min}*

III.3. 1 Génération du dictionnaire *max – d_{min}* quantifié

Dans le chapitre 2, nous avons montré que le précodeur *max – d_{min}* est constitué de deux matrices qui jouent des rôles différents : la matrice F_v qui sert à virtualiser le canal et la matrice F_d calculée pour maximiser la distance minimale. Ainsi, la quantification du

précodeur $max - d_{min}$ repose sur la quantification des matrices F_v et F_d . Une méthode naturelle pour quantifier le précodeur $max - d_{min}$ revient à associer un dictionnaire à chacune de ces matrices. Soient \mathcal{F}_v et \mathcal{F}_d les dictionnaires respectifs des matrices F_v et F_d [65]. Le nombre de bit à renvoyer sur le lien de retour peut donc être décomposé en deux parties :

$$n = n_1 + n_2 \quad \text{III.3}$$

Avec

$$n_1 = \log_2(N_1) \quad \text{III.4}$$

Et

$$n_2 = \log_2(N_2) \quad \text{III.5}$$

N_1 et N_2 sont les tailles des dictionnaires \mathcal{F}_v et \mathcal{F}_d respectivement, ainsi que n_1 est le nombre de bit pour transmettre la matrice dans le canal de retour et n_2 est le nombre de bit pour transmettre l'angle γ dans le canal de retour [63].

III.3. 2 Sélection de la matrice de précodage

Connaissant H la matrice de canal (ou son estimée), la sélection de la matrice de précodage F dans le dictionnaire \mathcal{F} s'effectue à partir du critère de la distance minimale. Cette matrice optimale selon le critère de distance euclidienne minimale est définie par :

$$F = \underset{F_i \in \mathcal{F}}{\operatorname{argmax}} \left\{ \min_{(x_k, x_l) \in C^b} \|HF_i e(x_k, x_l)\|^2 \right\} \quad \text{III.6}$$

Où $(x_k, x_l) = x_k - x_l$, $(x_k, x_l) \in C^b$, $(k \neq l)$ est l'ensemble des vecteurs des différences entre les symboles transmis. Le récepteur transmet alors l'indice de la matrice choisie à l'émetteur en utilisant n_1 bits sur la voie retour. En fonction de la taille du dictionnaire ($N = 2^{n_1}$) et du nombre de vecteurs de distances à tester, ce critère peut devenir lourd en calcul [66].

III.4 Informations à quantifier

Rappelons l'écriture matricielle du système $max - d_{min}$:

$$y = GHF_v F_d s + Gn \quad \text{III.7}$$

La matrice F_d qui maximise la distance minimale est totalement caractérisée par l'angle γ . Par conséquent, deux paramètres principaux doivent être envoyés à l'émission : la matrice F_v et l'angle γ ou la matrice F_v et la matrice F_d .

La première étape de la quantification consiste à quantifier la matrice F_v . Rappelons que cette matrice est une matrice complexe et unitaire issue de la SVD de H. Après avoir estimé le canal, la matrice F_v est choisie selon un certain critère parmi un ensemble fini de matrices de précodage unitaires du dictionnaire \mathcal{F}_v :

$$\mathcal{F}_v = (F_{v_1}, F_{v_2}, \dots, F_{v_N}) \tag{III.8}$$

Où $N = 2^{n_1}$, n_1 représente le nombre de bits utilisé pour envoyer la matrice choisie à l'émetteur. Dans ce précodeur, nous avons alors deux possibilités de quantification :

1. Quantification de F_v et de γ .
2. Quantification de F_v et de F_d .

III.4. 1 Construction du dictionnaire pour la matrice F_v

La construction du dictionnaire est difficile car la distribution statistique de la matrice de canal H et un critère de sélection de F_v doivent être pris en compte. Pour un canal de Rayleigh, le dictionnaire \mathcal{F}_v qui consiste en un nombre fini de matrices unitaires. Avant de construire ce dictionnaire, il faut d'abord définir une mesure de distorsion moyenne en fonction du canal H pour minimiser cette distorsion :

$$E_H \left[\min_{F_v \in \mathcal{F}_v} \left(\|HF_v\|_F^2 - \|HF_v'\|_F^2 \right) \right] \tag{III.9}$$

Le vecteur $u = [u_1, u_2, \dots, u_{n_t}]^T$ prend ses valeurs dans l'ensemble : $Z = \{u \in \mathbb{Z}^{n_t}, 0 \leq u_k \leq N - 1\}$.

Le temps de calcul de ce dictionnaire est long car il faut tester toutes les combinaisons possibles du vecteur u afin de choisir la meilleure combinaison qui maximise la distance [67].

La procédure de construction du dictionnaire est donnée sur la figure III.2.

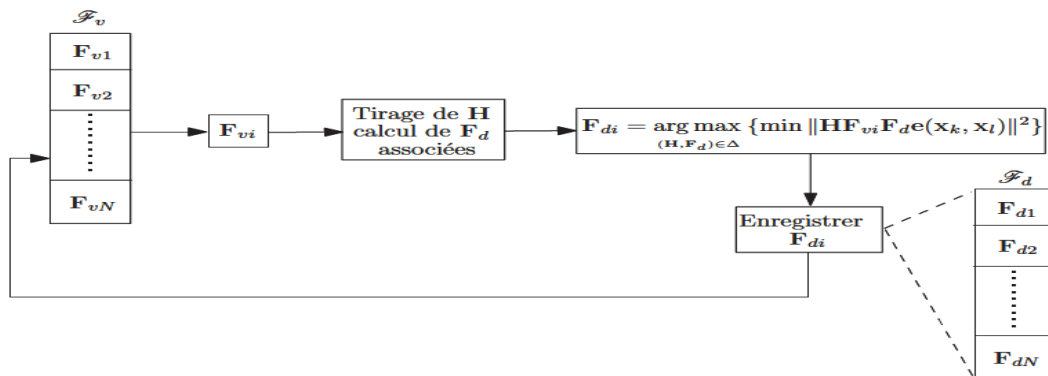


Figure III. 2 : Procédure de construction d'un dictionnaire pour la matrice F .

III.5 Simulations et résultats

III.5.1 Structure du système MIMO $max - d_{min}$

Ce paragraphe présente la structure du système de transmission MIMO $max - d_{min}$ à travers les blocs numériques qui le constituent. Entièrement développé sous Matlab, ce système comprend une chaîne d'émission et une chaîne de réception.

Nous détaillons chacun des blocs selon l'ordre de leurs apparitions dans la chaîne d'émission et de réception MIMO $max - d_{min}$.

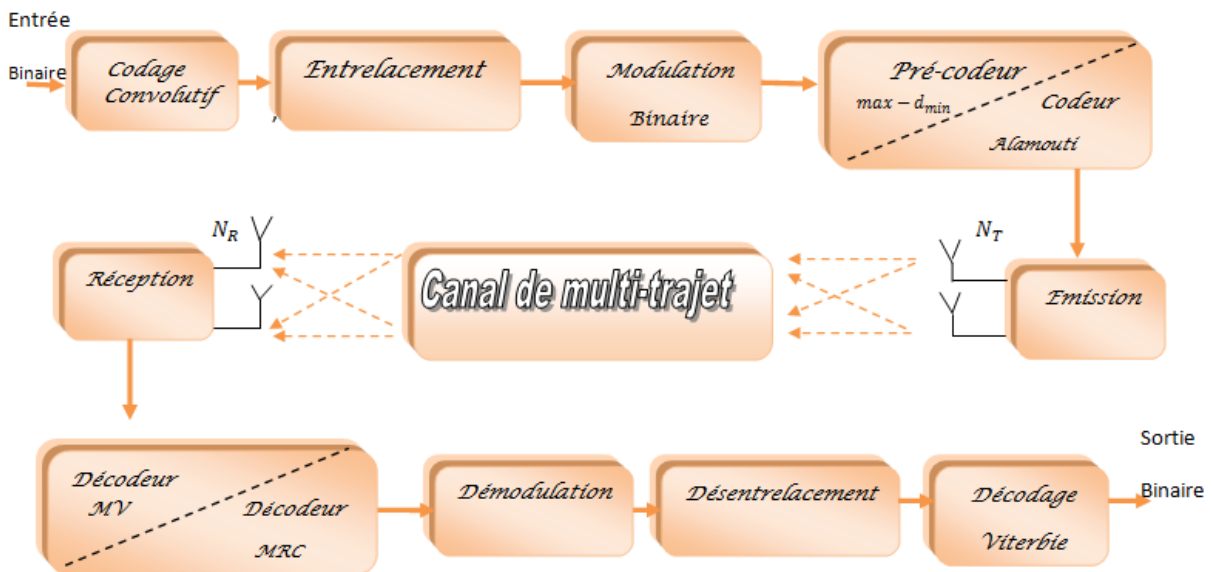


Figure III. 3: chaîne de communication numérique (émission-réception)

III.5.1.1 Chaîne d'émission

L'élément d'entrée de notre chaîne est un train binaire qui peut correspondre soit à des données spécifiques à émettre ou bien à des données générées aléatoirement (Figure III.4).

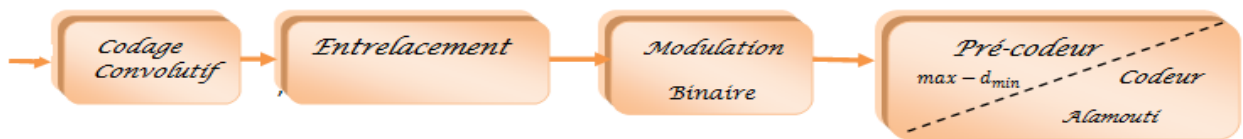


Figure III. 4: Chaîne d'émission

III.5.1.2 Codage de canal

Le principe du codage de canal consiste à introduire de la redondance dans le message à transmettre pour permettre au récepteur de détecter et/ou corriger les erreurs de transmission. Le codage de canal intéressé plus particulièrement aux codes convolutifs [69].

➤ Code convolutif

Le code convolutif permet de lutter contre les erreurs introduites par les évanouissements profonds, qui consistent à introduire dans une chaîne binaire, ou de symboles à transmettre, une forme de redondance logique pour réduire les effets de bruit. Cette logique conduit donc à une constellation de séquences possibles susceptibles d’être transmises. Les performances du codage convolutif sont meilleures si on arrive à augmenter la distance euclidienne entre les séquences possibles de manière à sélectionner la séquence la plus probable qui est transmis par le système émetteur. Pour y arriver, on est obligé de réduire le nombre de ces séquence en augmentant la redondance et en la compensant par une modulation en symboles ayant une efficacité spectrale aussi élevée que possible, ainsi le rendement du système [68]. Le code convolutif représenté sous la forme de treillis, qui est la représentation la plus courante.

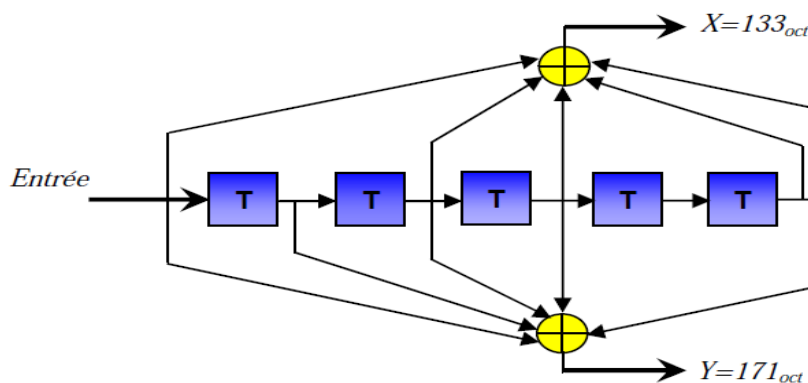


Figure III. 5: le principe de code convolutif

La fonction de code convolutif à chaque instant i reçoit, en entrée un vecteur d_i de m bits et génère en sortie un vecteur c_i de n bits ($n > m$), binaire de rendement $Rc = m/n$. Les polynômes générateurs utilisés pour les deux sorties X et Y du codeur sont :

$$G1 = 171_{oct} \text{ pour } X \quad \text{et} \quad G2 = 133_{oct} \text{ pour } Y$$

Chaque bloc doit être codé par un codeur convolutif garantissant un taux de codage de $1/2$ et ayant une longueur de contrainte 7. Afin d’augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur [68].

III.5.1. 3 Entrelacement

L’entrelacement est né du constat qu’une perturbation n’est en général pas ponctuelle dans le temps mais a tendance à affecter un certain nombre de bits consécutifs transmis (burst d’erreurs). De ce fait, si plusieurs bits consécutifs sont affectés par la perturbation, le code généré par le codeur ne sera plus suffisant pour retrouver le message de départ. Il faut donc disperser les bits consécutifs afin d’éviter qu’ils soient soumis à une même perturbation [70].

A l'émetteur, les bits codés sont permutés d'une certaine manière permettant, que les bits adjacents soient séparés par plusieurs bits non erronés après l'entrelacement. Au récepteur, une permutation inverse est faite avant le décodage, ceci est appelé le désentrelacement. L'inconvénient de l'entrelacement est que le décodeur doit attendre le remplissage du désentrelaceur, ceci cause un délai proportionnel à la taille de l'entrelacement [70].

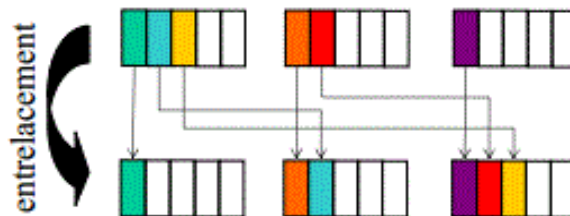


Figure III. 6: le principe d'entrelacement

III.5.1. 4 Modulation

Le choix du type de la modulation numérique dépend en général de deux conditions essentielles. La première est de limiter la bande passante requise pour transmettre un message à une vitesse donnée. La deuxième est liée à la possibilité de transmettre un signal par voie ou de partager un canal de communication [71]. Après l'entrelacement des données binaires, les données rentrent en série au bloc de modulation. La norme définit l'utilisation de plusieurs modulations du type BPSK, QPSK, 4QAM et 16 QAM. Les constellations de ces modulations sont décrites sur la figure suivante:

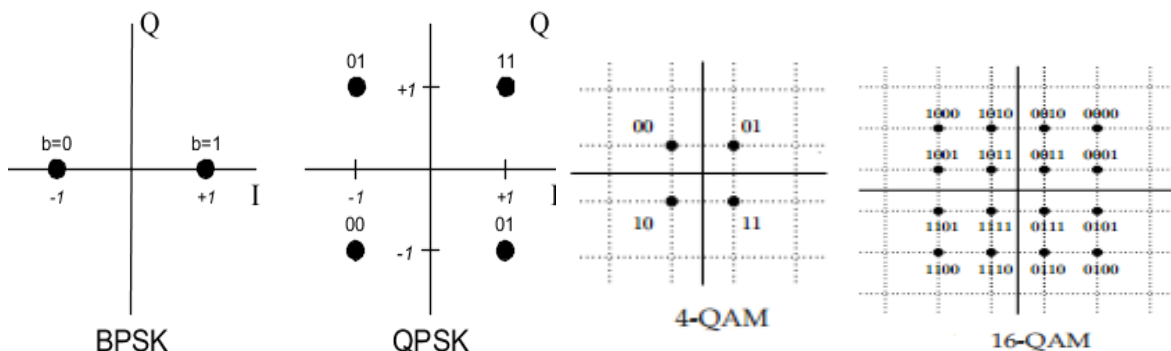


Figure III. 7: Constellations des modulations BPSK, QPSK, 4 QAM et 16 QAM

III.5.1. 5 Précodeur max – d_{min}/ Codeur alamouti

Dans ce travail consacré à l'étude du précodeur *max – d_{min}*, le signal émis par la sortie du modulateur est soit traité par le codeur Alamouti pour un cas classique de traitement, soit traité par un précodeur *max – d_{min}* qui nécessite la connaissance du canal à l'émission. Cette connaissance permet la mise en œuvre des techniques de précodage agissant comme une pré-égalisation avant l'émission.

➤ Précodeur $max - d_{min}$

Le précodeur étant déjà détaillé au chapitre II de ce mémoire, nous ne présentons ici que le schéma général du précodeur de la figure III.1

➤ Codeur Alamouti

Afin d'améliorer la qualité de la transmission, Alamouti a conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité. Le code d'Alamouti est un code spatio-temporel orthogonal conçu pour un système MIMO avec deux antennes en émission $N_T = 2$ et deux antennes en réception $N_R = 2$. Ce code divise le mot de code en couples. Puis, chaque couple est envoyé à deux instants différents.

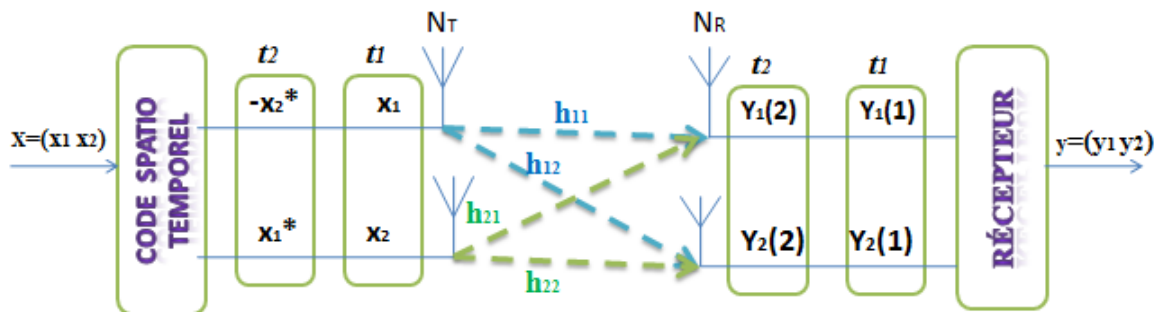


Figure III. 8: système MIMO (2,2) avec Alamouti

Cet algorithme consiste à envoyer, durant le 1^{er} temps symbole, deux symboles complexes x_1 et x_2 , respectivement des antennes T_{x_1} et T_{x_2} . Durant le second temps, les symboles x_1^* et $-x_2^*$ (Symboles conjugués de x_1 et x_2) sont envoyés, respectivement sur ces deux antennes. Ainsi, le mot codé sera représenté comme suite :

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad \text{III.10}$$

Chaque symbole traverse un trajet différent suivant un canal de propagation [72]. La matrice de canal sera comme suit :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \quad \text{III.11}$$

Au niveau du récepteur, le signal reçu est la combinaison des symboles reçus affectés par les différents canaux, avec :

$$y = x.H + n \quad \text{III.12}$$

III.5. 2 Canal de transmission

Le canal au sens des transmissions numériques, comprend le milieu de transmission, le bruit BBGA (perturbation aléatoire issue du milieu, des équipements électroniques) et les interférences provenant des autres utilisateurs du milieu de transmission. Le signal codé par code Alamouti est envoyé sur les différentes antennes émettrices. Chaque flux traverse un trajet différent et subit un évanouissement indépendant lorsque chaque trajet caractérisé par leur atténuations. L'effet du bruit blanc gaussien adaptatif peut être atténué par l'augmentation de puissance du signal transmis qui dépend linéairement les nombres des antennes à l'émission et réception. Le signal reçu sur l'antenne i à instant t est combinaison linéaire des signaux issus des n_t antennes émettrices à laquelle s'ajoute de bruits [72].

III.5. 3 La chaîne de réception

La chaîne de réception comprend des blocs garantissant les opérations inverses que ceux effectuées en émission (Figure III.10).

Suivant le type de codage ou précodage utilisé en émission, un décodage MRC ou MV est employé à la réception.

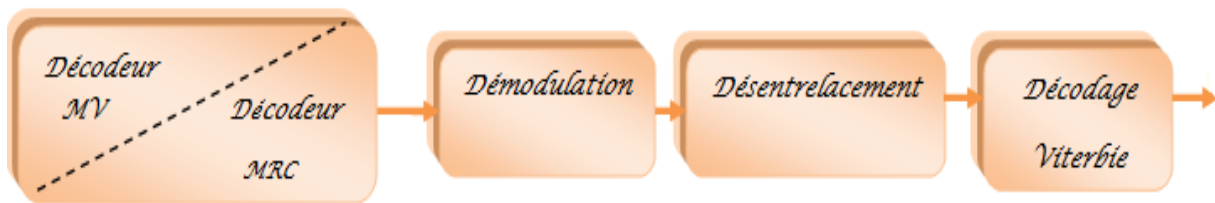


Figure III. 9:La chaîne de réception

III.5.3. 1 Décodeur MRC / Décodeur MV

Le signal reçu par la sortie de canal de transmission est soit traité par le décodeur MRC ou décodeur MV si les codeurs utilisés Alamouti ou précodeur $max - d_{min}$ respectivement.

➤ **Décodeur MRC**

Le décodage MRC (Maximum Ratio Combining) permet de maximiser le signal à la sortie du combineur, une branche avec un SNR élevé, donnera un coefficient de pondération élevé w_n appliqué sur chaque branche avant que tous les signaux ne soient combinés ce qui permettra de choisir les signaux à combiner [72].

➤ **Décodage MV**

La méthode optimale de réception MV consiste à comparer toutes les séquences pouvant avoir été reçues et sélectionner la plus vraisemblable d'entre elles et tous les symboles possibles de la constellation pour minimise la distance euclidienne avec le symbole

reçu. Ce type de détection est optimal en termes de taux d'erreurs, mais il présente une complexité qui augmente exponentiellement avec la taille du vecteur reçu et l'ordre de modulation [73], le récepteur MV donne les symboles estimés grâce à la formule :

$$\hat{s} = \arg \min_s \|r - Hs\|^2 \quad \text{III.13}$$

III.5.3. 2 Démodulation

Ce bloc a pour tâche d'associer les informations d'amplitude et de phase à un groupe de bits. La démodulation permet d'estimer les données binaires envoyées préalablement à partir des symboles complexes reçus et affectés par le canal et le bruit. L'estimation se fait à l'aide du critère de la distance euclidienne minimale. Cette méthode estime les symboles émis en calculant les distances euclidiennes entre chaque symbole reçu et tous les points de la constellation [73], le point de la constellation, qui forme la plus petite distance euclidienne avec le symbole reçu, est retenu comme étant l'estimation du symbole émis :

$$s^{\sim} = \operatorname{argmin}(dE) = \operatorname{argmin}|y - h^{\sim}s| \quad \text{III.14}$$

Avec \hat{s} le symbole estimé, y le symbole reçu, h les coefficients du canal de propagation et s le symbole émis.

III.5.3. 3 Désentrelacement

La fonction de désentrelacement permet de remettre les bits dans l'ordre qu'ils avaient juste avant la fonction d'entrelacement [73].

III.5.3. 4 Décodage de Viterbi

Ce décodage se fait en utilisant l'algorithme de Viterbi associé aux codes convolutifs qui prend la forme de treillis pour apporter quelques corrections aux symboles estimés, et permettant de trouver l'erreur la plus probable sur la base de maximum de vraisemblance ainsi pour trouver le message d'origine étant donné le message reçu. Le problème du décodage est donc un problème calculatoire complexe en général. Afin de corriger l'erreur, il faut donc identifier l'erreur la plus probable parmi cette liste de candidats et de trouver le chemin le plus «court» pour passer de l'émetteur vers le récepteur sans calculer chaque trajet [73].

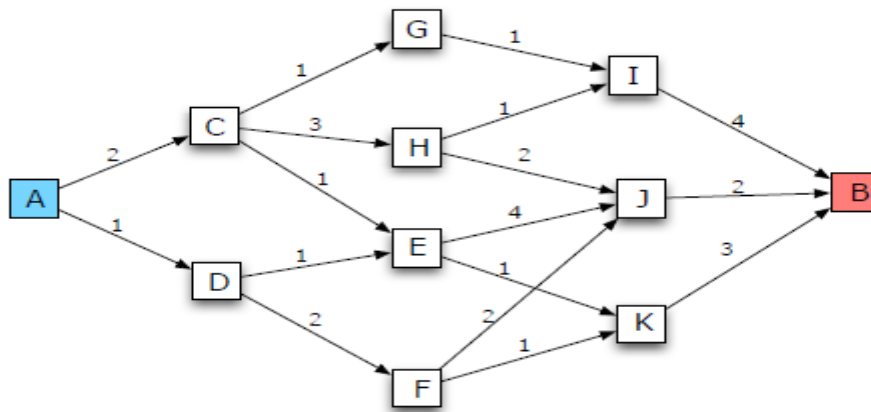


Figure III. 10: Fonctionnement de l’algorithme Viterbi

III.5. 4 Paramètres de simulation

Le but de la simulation réalisée est d’évaluer et de valider les performances du précodeur *max – d_{min}* pour une transmission MIMO, à travers la caractérisation du BER (Bit Error Rate) en fonction du SNR (Signal to Noise Ratio). Le BER est calculé, pour un SNR donné, à partir de l’équation suivante : $BER = N_e/N$, avec N le nombre de bits envoyés et N_e le nombre de bits erronées à la réception pour pouvoir tracer les courbes $BER = f(SNR)$, le SNR varie dans un intervalle $[SNR_{min}, SNR_{max}]$ défini selon le scénario simulé. En général, la puissance du signal est considérée fixe tandis que la puissance du bruit est variable de telle façon à avoir un SNR variant dans cet intervalle [73].

Les paramètres généraux des simulations sont donnés sur le tableau (III.1) :

Tableau III.1 : paramètre de la simulation MIMO- *Max – d_{min}*

Paramètres de simulations	Valeur
Nombres d’antenne d’émissions(n_t)	2, 3, 4
Nombres d’antenne de réceptions(n_r)	2, 3, 4
Type de canal	Rayleigh
Modulations	M-PSK et M-QAM
Codage de canal	Convolutif (133, 171), Rc=1/2
Algorithme MIMO	-Alamouti + MRC - <i>Max – d_{min}</i> +ML

III.5. 5 Etude des performances du système MIMO Alamouti (2*2) associer aux modulations M-QAM et M-PSK :

L'intérêt principal de cette partie est de donnée une base de comparaison pour les résultats du précodeur, d'évaluer et comparer les performances des différentes techniques de modulation QAM et PSK.

Pour PSK : La modulation PSK est une modulation de phase associe à chaque code binaire, une valeur de la phase de la porteuse

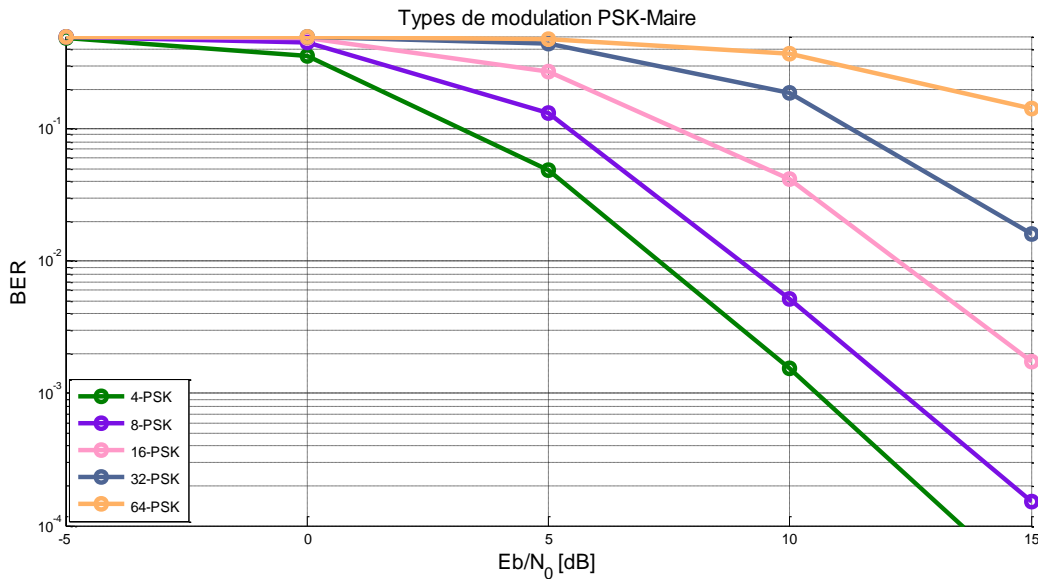


Figure III. 11: Performance du système MIMO Alamouti 2x2 utilisant PSK M-aire.

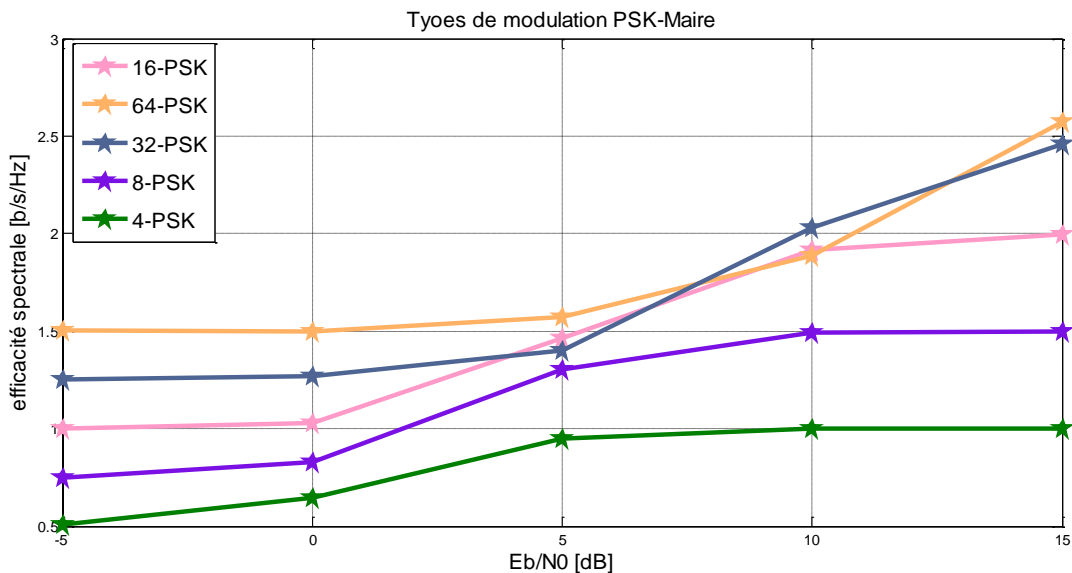


Figure III. 12: Efficacités spectrales du système MIMO Alamouti 2x2 utilisant PSK M-aire

Dans la figure (III.11) les courbes représentent les variations du taux d'erreurs binaire BER en fonction de l'énergie de signal sur bruit E_b/N_0 pour les ordres de modulation PSK divers (4, 8, 16, 32, 64) dans un canal de Rayleigh.

On peut clairement remarquer un recul de la courbe du TEB avec l'augmentation de l'ordre de modulation. Cela est prévisible, vu que la probabilité d'erreur est inversement proportionnel à la distance minimale entre les points caractéristique de la constellation.

La figure III.12, illustre l'efficacité spectrale qui est proportionnel à l'ordre de modulation et au rapport E_b/N_0 , mais présente une limitation pour des rapports supérieurs à 10 dB.

Pour QAM : La modulation QAM ou modulation d'amplitude en quadrature de phase est une technique qui emploie une combinaison de modulation de phase et d'amplitude.

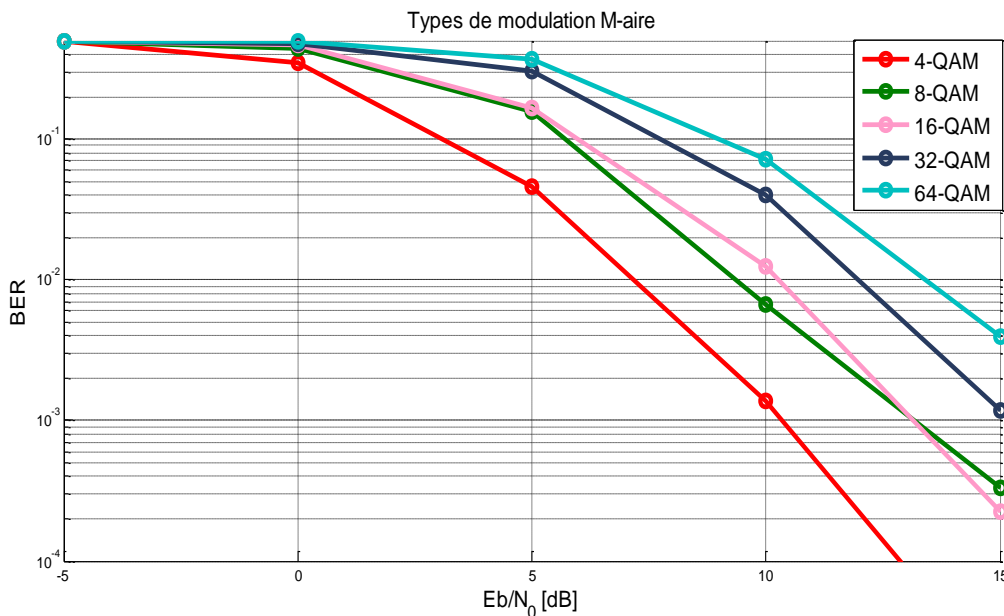


Figure III. 13: Performance du système MIMO Alamouti 2*2 utilisant QAM M-aire

La figure (III.13) présente les courbes de variations du taux d'erreurs binaire BER en fonction de l'énergie du signal sur bruit E_b/N_0 pour des ordres de modulation QAM divers (4, 8, 16, 32, 64) dans un canal de Rayleigh.

De la même façon, on peut clairement voir un recul de la courbe du TEB avec l'augmentation de l'ordre de modulation.

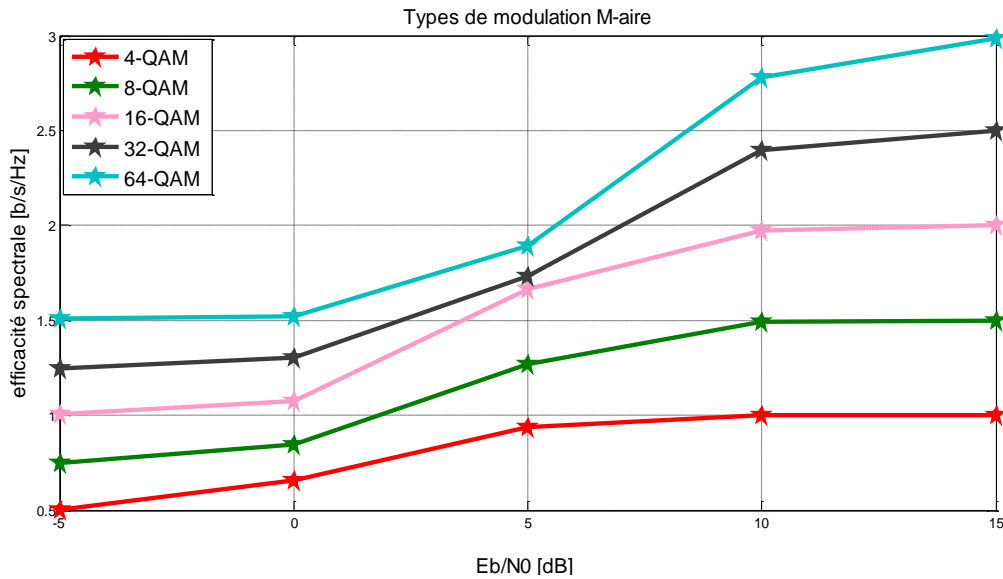


Figure III. 14:Présentent l’efficacité spectrale de modulation QAM-Maire.

La figure III.14, illustre l’efficacité spectrale qui est proportionnel à l’ordre de modulation et au rapport E_b/N_0 . Cependant elle présente une limitation pour des rapports supérieurs à 10 dB.

Observation générale

Les BER pour différents taux d’erreur binaire sont illustrés en fonction du E_b/N_0 . On constate une dégradation des performances quand l’ordre de modulation augmente.

Ceci résulte de la diminution de la distance euclidienne entre les différents états pour des constellations de taille croissante et une énergie de modulation constante, ce qui provoque le chevauchement entre les symboles, cet effet peut être réduit en augmentant l’énergie de modulation.

III.5. 6 Etude des performances du système MIMO associer à un précodage $max - d_{min}$

Dans cette partie nous étudions les performances du précodeur $max - d_{min}$ pour une transmission MIMO 2×2 avec un décodage MV-soft est utilisé.

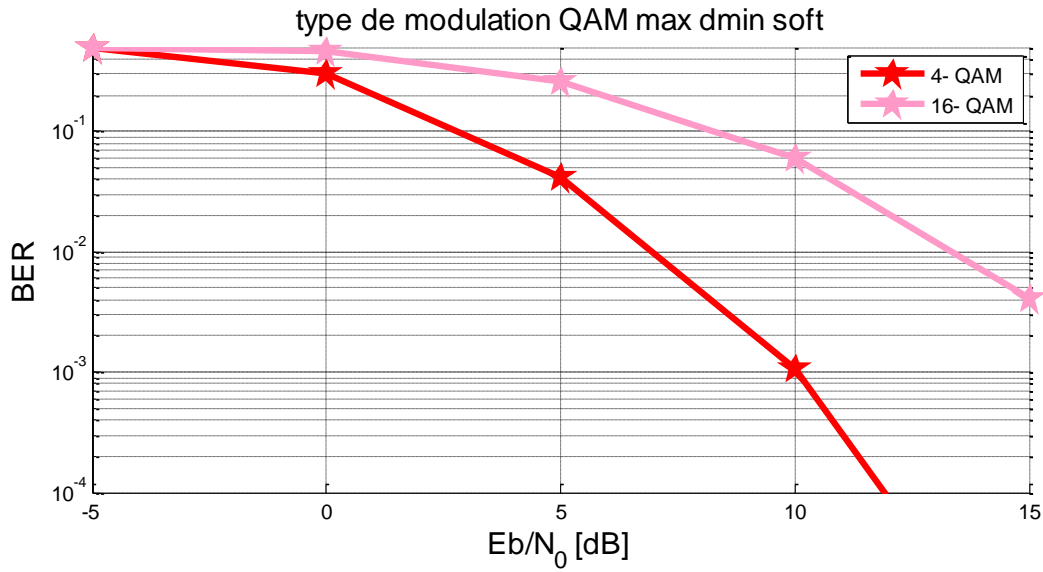


Figure III. 15 : Performance du système MIMO max d-min utilisant une QAM M-aire.

La figure III.15, présente le BER en fonction du rapport E_b/N_0 . Pour un schéma de modulation 16-QAM, les performances du système, en termes de taux d'erreurs, s'approche de 10^{-3} pour des SNR qui dépassent les 15dB.

En revanche, pour un schéma de modulation 4-QAM les performances dépassent les 10^{-3} pour un SNR de 10 dB et atteignent les 10^{-4} pour des SNR qui avoisinent les 12dB

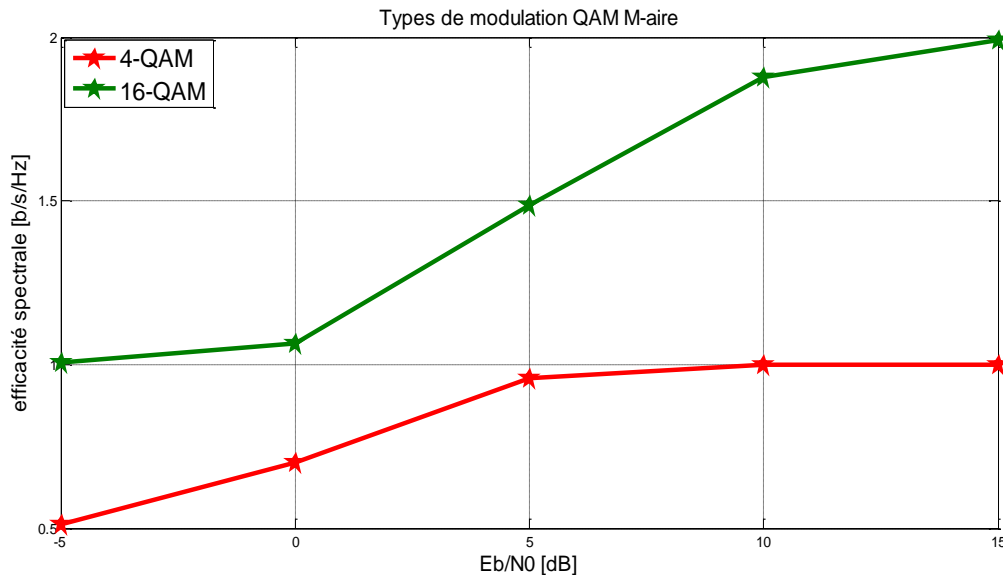


Figure III. 16:Présentent l'efficacité spectrale de modulation QAM-Maire de système MIMO max dmin Soft.

Le tracé de l'efficacité spectrale, de la figure III.16, illustre l'écart important entre une constellation à 4 états et une constellation à 16 états, même si cette efficacité reste limitée par le BER et SNR.

La représentation de la constellation sur la figure III.17, vient confirmée les bons résultats du BER, vue qu'il y a très peu ou pas de chevauchement entre les symboles, qui entourent les points caractéristiques de la constellation.

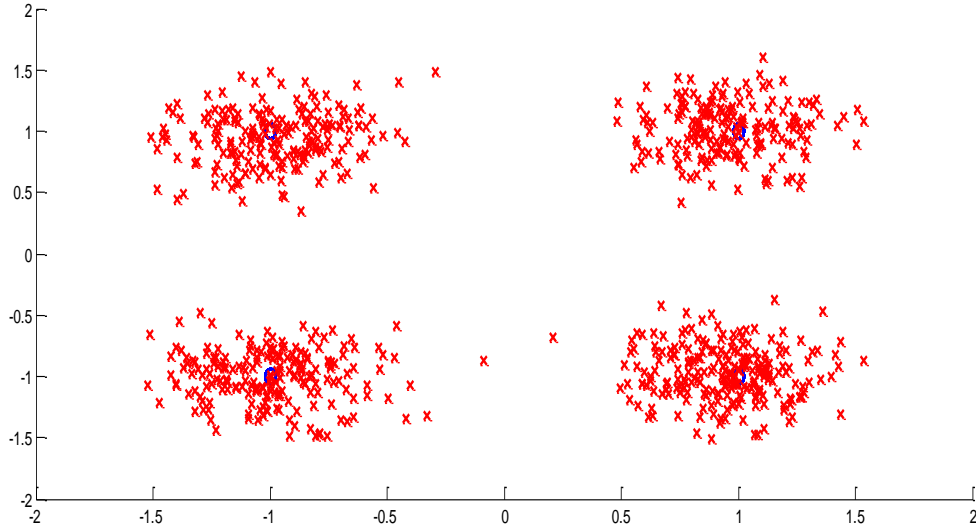


Figure III. 17 : Constellation pour la modulation 4-QAM.

En croix rouge symboles estimés, en cercle bleu point caractéristique de la constellation.

Pour étudier l'influence que peut avoir le nombre d'antennes en émission et en réception sur les performances du système MIMO précodé, une simulation pour différent nombre antennes est présentée dans ce qui suit.

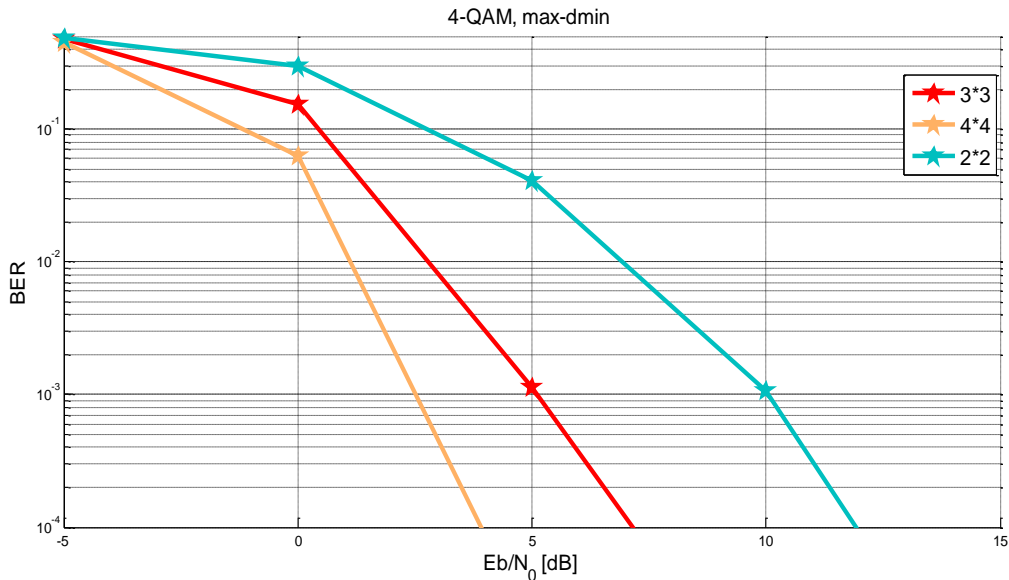


Figure III. 18: Performances du précodeur $max - d_{min}$ Soft 4-QAM du système MIMO pour différentes nombre d'antennes.

L'aspect général des courbes de la figure III.18, reste conforme à ce que on peut voir sur des transmissions MIMO, en variant les nombres d'antennes en émission et en réception.

Néanmoins, si on se penche sur ces résultats, on peut clairement voir un apport du précodage $max d_{min}$.

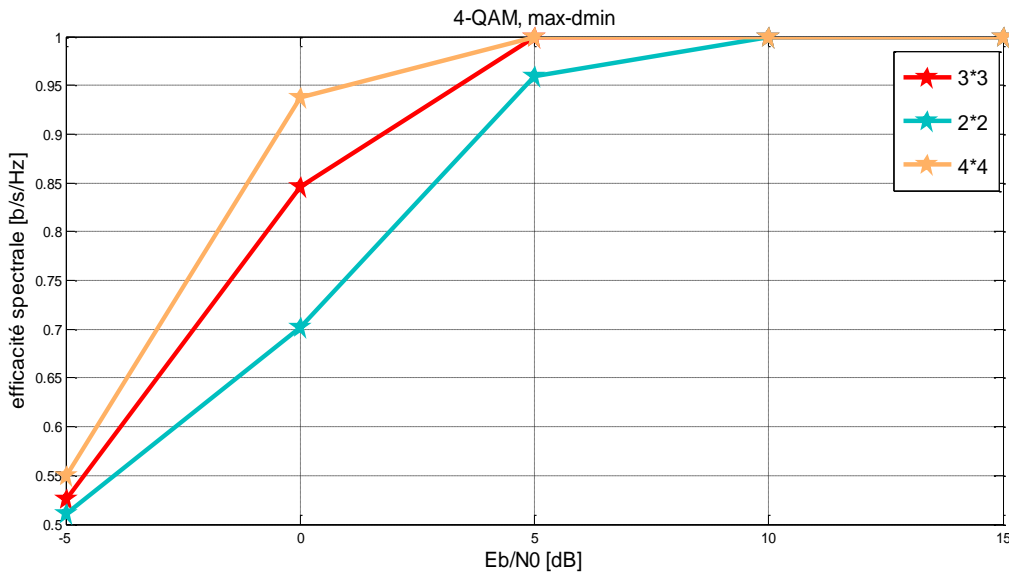


Figure III. 19: Performances de l'efficacité spectrale avec précodeur $max - d_{min}$ Soft4-QAM du système MIMO avec différentes nombre d'antennes.

Le tracé de la figure III.19, est très intéressant puisqu'il montre une chute de l'efficacité spectrale qui est au maximum égale à 1 bit/s/Hz. Notre investigation n'a pu donner d'interprétation claire à ce résultat.

Cependant, l'explication la plus plausible, est que cette limitation de l'efficacité spectrale est due au nombre de flux limité à deux par le précodeur $max - d_{min}$.

Jusqu'à ce point de notre étude seul le décodage soft a été examiné. Pour élargir le champ de cette investigation sur le précodeur $max - d_{min}$ nous étudions dans ce qui suit le décodage hard. Vu l'aspect dur de ce type de décodage basé sur un seuil de décision, on peut s'attendre à une régression des résultats remarqués précédemment.

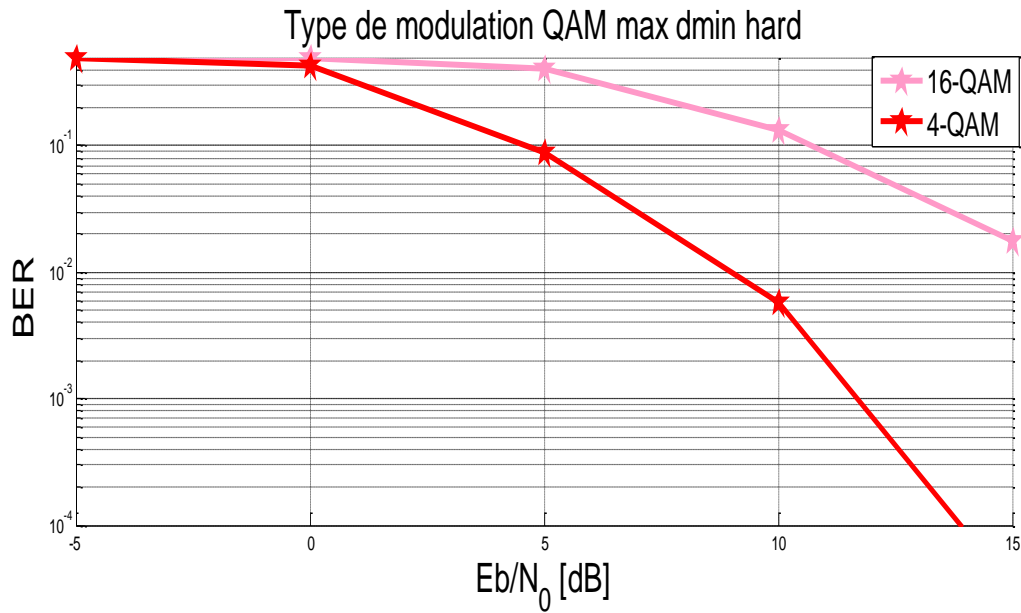


Figure III. 20 : Performances du précodeur $max - d_{min}$ Hard QAM - Maire du système MIMO

Le taux d'erreur binaire illustré sur la figure III.20 pour un précodage $max d_{min}$ avec décodage hard, reste satisfaisant, mais présente un recul significatif par rapport au décodage Soft de l'ordre 4 de 2dB.

III.5. 7 Comparaison entre les performances du système MIMO associé à un précodage $max - d_{min}$ soft, hard et Alamouti.

Cette dernière partie de simulation est consacrée à une étude comparative entre le codage Alamouti, habituellement utiliser dans le système MIMO, et précodage $max d_{min}$ avec ses deux types de décodage.

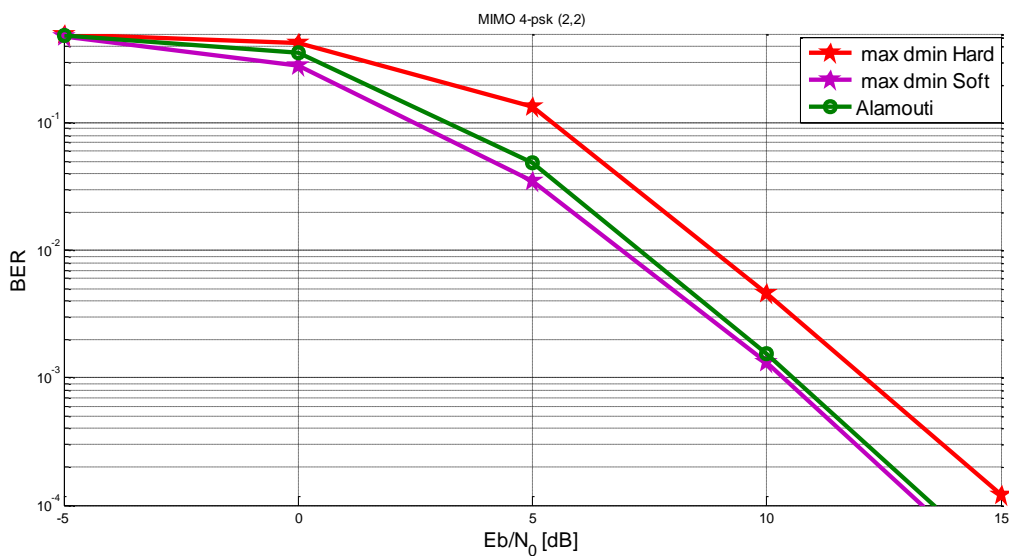


Figure III. 211: comparaison entre différents performances de précodeur $max - d_{min}$ PSK - Maire Hard, $max - d_{min}$ Soft et Alamouti.

On peut clairement voir sur la figure III.21 que le codeur Alamouti présente de meilleurs résultats que le précodeur $\max d_{min}$ avec décodage Hard. Le précodeur $\max d_{min}$ avec décodage Soft présente à son tour de meilleurs résultats que le codeur Alamouti.

Même si le recul de la courbe du précodeur $\max d_{min}$ avec décodage Soft n'est que de quelque dixième de dB, pour une trame de 800 bits, par rapport au celle du codeur Alamouti. Ces résultats ne peuvent que s'améliorer pour des trames plus grandes.

III. 6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux résultats des simulations développés sous Matlab pour une transmission MIMO avec un précodage $\max d_{min}$

D'une manière générale et suite à ces résultats, on peut dire que le précodage apporte des améliorations en matière de réduction du taux d'erreur binaire, mais cela au dépend d'une complexité accrue de l'émetteur et du récepteur.

D'un autre coté le précodage dépend entièrement de l'information sur l'état du canal à l'émetteur (CIT), est ce paramètre n'est jamais connu parfaitement.

Il faut aussi rappeler que les résultats obtenu ici sont dans un contexte de connaissance parfaite du CIT. Cela engendre des perspectives à ce travail qui peut être l'étude des méthodes d'estimation du CIT à l'émetteur ainsi que le cas où cette CIT n'est pas parfaite.



*CONCLUSION
GENERALE*

Parvenu au terme de ce travail il nous est possible de dégager quelques conclusions sur les travaux menés dans ce mémoire.

L'objectif du travail présenté dans ce manuscrite est l'étude et l'implémentation d'un système MIMO-STBC-MAXDMIN, pour parvenir à cela on a devisé notre étude sur plusieurs étapes.

Notre première tâche consistait à étudier d'une manière générale les transmissions numériques et le principe des systèmes MIMO, les environnements de propagation qui doivent proposer de nombreux échos pour atteindre un ordre de diversité acceptable. En effet, on a également présenté plusieurs algorithmes, linéaires ou non, permettant de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale.

Vu que notre étude porte sur l'implémentation des précodeurs $\max d_{min}$ pour les MIMO-STBC, le deuxième chapitre de ce mémoire a été consacré à l'étude des précodeurs. Dans ce contexte une présentation du principe des précodeurs linéaires diagonaux ou non diagonaux est donnée dans ce chapitre. Une étude de caractérisation de ces précodeurs est menée pour les implémentés dans un système MIMO.

Le troisième chapitre de ce mémoire fournit le modèle de simulation, et présente les résultats de simulations réalisées lors de ce travail. La première partie de simulation évalue les performances du système MIMO-STBC classique pour différents ordre de modulation. Le but, étant de donner une base comparaison pour la suite des simulations. La deuxième partie est illustre les résultats des simulations pour un système MIMO précodé $\max d_{min}$. Ces dernière résultats sont comparais au première pour donner une idée sur l'apport du précodeur $\max d_{min}$.

Enfin, et d'après les résultats obtenus, nous pouvons clairement dire que le précodage $\max d_{min}$ apporte une amélioration de la performance du système MIMO et présente une alternatif au codage OSTBC classique. Mais cela n'est pas sans inconvénant, puisque l'utilisation du précodage augmente d'une manière significatif la complexité du système de transmission.



BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Paul F Combes** « *Transmission en espace libre et sur des lignes* ». Université Dunod 1988.
- [2] **Alain Glavieux, Michel Joindot** « *Communication numériques* ». Edition Masson France 1996.
- [3] **Hikmet SARI** « *Transmission des signaux numériques* ». Professeur Associé à Télécom Paris 1999
- [4] **Nizar Hicheri**, « *Approche unifiée des techniques de transmission radio sur voie descendante* ». Thèse de Doctorat spécialité Electronique, 2004.
- [5] **C.Sanchis-Borras, J.M. Molinagarcia pardo, P. Degauque, and M. Lienard**. MIMO performances in tunnel environment interpretation from the channel characteristics. october 2012.
- [6] **J.G. Proakis**. Digital communications. Fifth Edition. Mc Graw-Hill, New York, 2007
- [7] **A. Goldsmith**. Wireless Communications. Fourth Edition. Cambridge University Press, 2005.
- [8] **BENYAROU MOURAD** « *Optimisation des systèmes multi appliqués aux systèmes MC-CDMA* » thèse de doctorat en télécommunications, Université de Tlemcen, 2013.
- [9] **M. Jankiraman** « *Space-time codes and MIMO systems* ». Artech House, 2004.
- [10] **Jean-Marc KWADJANE** « *apport de la connaissance a priori de la position de l'émetteur sur les algorithmes MIMO adaptatifs en environnement tunnel pour les métros* » Thèse de doctorat en science, Université LILLE 1 Sciences et technologies, 18 décembre 2014.
- [11] **R. Gold**, « *Optimum binary sequences for spread-spectrum multiplexing* », IEEE Trans. Inform. Theory, pp. 619-621, October 1967.
- [12] **N. Prayongpun, K. Raof** « *MIMO Channel Capacities in Presence of Polarization Diversity with and without Line-of-Sight Path* ». Journal WSEAS Trans. on Communication, vol. 5, no. 9, pp. 1744-1750, September 2006.
- [13] **R. G. Vaughan**, « *Polarization diversity in mobile communications* », IEEE Transactions on Vehicular Technology, 39: 177-186, August 1990.
- [14] **Gautier, G. Burel, J. Letessier, and O. Berder**. « *Blind estimation of scrambler offset using encoder redundancy* ». In Proceedings of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2002.
- [15] **V. Erceg, L. Greenstein, S. Tjandra, S. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. Julius, and R. Bianchi**, « *An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environment* ». IEEE J. Select. Areas Communication, vol. 17, no. 7, pp. 1205–1211, jul. 1999.
- [16] **Ch. LE GUELLAUT**, « *Prototypage d'un système MIMO-MC-CDMA sur plate forme hétérogène* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, janvier 2009.
- [17] **Kaïs MABROUK**. « *Conception et réalisation d'un système de Télécommunications MIMO avec formation numérique de Faisceaux en reception: Calibrage aveugle du Démodulateur triphasé Zéro IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q* », Ecole nationale supérieur des télécommunications, 12 Décembre 2008.

- [18] **S. Nobilet**, « *Etude et optimisations des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communication hertziennes* », INSAR, France, 2003.
- [19] **P. DJIKNAVORIAN**, « *MIMO pour les nuls* ». Laboratoires de Radio télécommunications et de Traitement du Signal », universités de Laval, Décembre 2006 édition révisée janvier 2007.
- [20] **G. J. Foschini and M. J. Gans**, « *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas* ». *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [21] **C. YANNICK**, « *Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système Hiper LAN/2* ». Thèse de Doctorat, l'ENST de Bretagne, Décembre 2005.
- [22] **ZERROUKI HADJ** « *cross-layer de signetaccés multiple dans les réseaux sans fil MIMO: application au réseau WIMAX* ». THESE DE DOCTORAT EN SIENCE Université de Tlemcen, juillet 2013.
- [23] **Ilham OUACHANI** « *Analyse de performance de systèmes de communication sans fils exploitant micro et macro diversité* », UNIVERSITE DE PARIS-SUD U.F.R. SCIENTIFIQUE D'ORSAY, 28 juin 2005.
- [24] **ATOUI Hamza** « *Etude et simulation des Modulations Codées en Treillis appliqués aux réseaux sans-fil* », thèse de MAGISTER en Télécommunications, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR – ANNABA, 2008
- [25] **D. KARAKOLAH**, « *Conception et prototypage d'un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec Précodage linéaire* ». Thèse doctorat, université de Bretagne-Sud, novembre 2009.
- [26] **H. EL GAMAL & M. O. DAMEN**, « *Universal space-time coding* ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 1097–1119, 2003.
- [27] **V. TAROKH, N. SESHADRI, & A. R. CALDERBANK**, « *Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction* ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, n°. 2, pp. 744–765, march 1998.
- [28] **Amr Ismail** « *Codes Espace-Temps à Faible Complexité pour Systèmes MIMO* ». Thèse doctorat, Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes », 24 Novembre 2011
- [29] **J. RADON**, « *Linears haren orthogonal Hermatrizen* ». In *Abhand un genausdem Methematischen Seminar der Hamburgishenuniversität*, 1922.
- [30] **G. J. Foschini and M. J. Gans**. *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas*. *Wireless Personal Communications*, 311–335, march 1998.
- [31] **Foschini, G. J., Golden, G. D, Valenzuela, R. A, Wolniansky**, « *Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays* ». *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, 17, 1841–1852, 1999.
- [32] **G. J. FOSHINI**, « *Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas* ». *Bell Labs Technical Journal*, pp. 41–57, autumn 1996.

- [33] **G. Golden, G. Foschini, R. Valenzuela ET P. Wolniasky**, «*Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communication architecture*». Electronics Letters, vol. 35, pages 14–15, January 1999.
- [34] **P.W.Wolniansky, G.J.Foschini, G.D.Golden et R.A.Valenzuela**, «*VBLAST «an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel* ». 1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, ISSSE 98., pages 295–300, 29 Sep-2 Oct 1998.
- [35] **Zouheir REZKI** «*étude et optimisations des algorithmes de traitement de signal requis pour un systèmes de communication MIMO*», L'écoles de technologie supérieure université du quebc, Le 14 OCTOBRE 2003.
- [36] **BELARBI Mohammed El Amin, BAROUDI Zakaria** «*La technologies W-CDMA étendue dans les systèmes multi-antennes* », UNIVERSITE de Tlemcen, 2013.
- [37] IEEE Standard for Information Technology Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment: Enhancements for Higher Throughput (802.11n), 2009.
- [38] **E. Larsson and P. Stoica**, «*Space-Time Block Coding dor Wireless Communications*» l'Université de Cambridge, 2003
- [39] **B. Vrigneau**, «*Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale : étude des Performances et extension du nombre de voies* », Thèse de doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale, Nov. 2006.
- [40] **Julien Abot**, «*Stratégie de codage conjoint pour la transmission d'images dans un système MIMO*», Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers 3 décembre 2012
- [41] **H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj**, «*Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion*», Trans. Signal Dec 2001.
- [42] **Ghadir MADI**, «*Optimisations d'un réseau de capteurs par techniques MIMO coopératives. Applications possibles: Smart Grid, télédétection ...*» thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, Universities de Tlemcen, 7 aout 2006
- [43] **A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. Giannakis, and H. Sampath**, «*Optimal designs for space-time linear precoders and decoders* », IEEE Trans. Signal, 2002.
- [44] **M. Wennström, M. Helin, A. Rydberg, and T. Oberg**, «*On the optimality and performance of transmit and receive space diversity in MIMO channels* », in IEE Technical Seminar on MIMO Communication Systems, London, 12 Decembers 2001.
- [45] **M. Kang and M. Alouini**, «*Largest eigenvalue of complex wishart matrices and performance analysis of MIMO MRC systems* », IEEE J. 2003.
- [46] **P. Dighe, R. Mallik, and S. Jamuar**, «*Analysis of transmit-receive diversity in rayleigh fading* », no. 4, pp. 694–703, apr. 2003.
- [47] **P. Stoica and G. Ganesan**, «*Maximum-SNR spatial-temporal formatting designs for MIMO channels* », IEEE Trans. Signal Processing, vol. 50, no. 12, pp. 3036–3042, Dec. 2002.
- [48] **T. K. Lo**, «*Maximum ratio transmission* », «*IEEE Trans. Communication* », vol. 47, no. 10, pp. 1458–1461, Oct. 1999.
- [49] **H. Sampath, P. Stoica, A. Paulraj**, «*Generalized Linear Precoder and Decoder Design for MIMO Channels Using the Weighted MMSE Criterion*», IEEE Transactions on Communication, vol. 49, no. 12, pp. 2198–2206, Décembre 2001.

- [50] **Olivier BERDER**, « *Optimisations et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes* » thèses de doctorat de Bretagne occidentale Mention électroniques, 20 décembre 2002
- [51] **M. Khalighi, J. Brossier, G. Jourdain, and K. Raof** « *Water filling capacity of Rayleigh MIMO channels*». In Proceedings of the IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), San Diego (CA), USA, 30 September 2001.
- [52] **I. E. Telatar** « *Capacity of multi-antenna Gaussian channels. European Transactions on Telecommunications*», 585–595, 1999.
- [53] **F. Boixadera and J. Boutros**, «*Capacity considerations for wireless multiple-input multiple-output channels* », In Workshop on Multi-access, Mobility and Teletraffic for Wireless Communications, volume 4, Venice, Italy, October 6-8 1999.
- [54] **X. Zhu and R. Murch**, «*Performance analysis of maximum likelihood detection in a MIMO antenna system*», IEEE Trans. Commun., vol. 50, pp. 187–191, Feb. 2002.
- [55] **L. Collin**, «*Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale*», Ph.D. dissertation, Université de Bretagne Occidentale, 2002.
- [56] **A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. Giannakis, and H. Sampath**, «*Optimal designs for space-time linear precoders and decoders* », IEEE Trans. Signal Processing, vol. 50, no. 5, pp. 1051–1064, May 2002.
- [57] **L. Collin, O. Berder, P. Rostaing, and G. Burel**, «*Optimal minimum distance-based Precoder for MIMO spatial multiplexing systems*», Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 52, no. 3, pp. 617–627, 2004.
- [58] **Q. tuong, O. Berder, B. Vrigneau, and O. Sentieys**, «*Minimum distance based precoder for MIMO-OFDM systems using a 16-QAM modulation*», IEEE ICC'09, Germany, 2009.
- [59] **Jonathan Letessier, Baptiste Vrigneau, Philippe Rostaing and Gilles Burel**, «*Limited Feedback Unitary Matrix applied to MIMO Dmin -based Precoder*» IEEE - Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, Oct. 29 - Nov. 1, 2006.
- [60] **R.S. Blum and J.H. Winters**, «*On optimum MIMO with antenna selection. Communications Letters*», IEEE, 6(8): 322-324, Aug 2002. ISSN 1089-7798.
- [61] **A Gorokhow, D. Gare, and A Paulraj**. «*Performance bounds for antenna selection in MIMO systems*». In Communications, pages 3021-3025 May 2003.
- [62] **G. L. Turin**, «*Signal design for sequential detection systems with feedback*», IEEE Trans. Info. pp. 401–408, 1965.
- [63] **S. Zhou and B. Li**, «*BER criterion and codebook construction for finite-rate precoded spatial multiplexing with linear receivers, Signal Processing* », IEEE Transactions on, vol. 54, no. 5, May 2006.
- [64] **A. J. Viterbi**, « *Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm,*” IEEE Trans. Inform. Theory», 1967.
- [65] **Ancuta Moldovan, Ghadir Madi, Baptiste Vrigneau, Tudor Palade, and Rodolphe Vauzelle**. «*SVD Algorithms and quantification Applied to MIMO Max/ Min Based Precoder*» .In Precodings of SPAMEC 2011, page to define, Roumainie, August 2011.
- [66] **H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj**, « *Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion* », IEEE Trans. Commun., vol. 49, no. 12, pp. 2198–2206, Dec. 2001.

- [67] **D. J. Love, R. W. Heath, W. Santipach, and M. L. Honig**, «*What is the value of limited feedback for MIMO channels ?* » IEEE Communications Magazine, oct. 2004.
- [68] **Mohamed Aissa KALACHE, Billel KALACHE**, « *Évaluation des performances de la couche physique de la technologie WiMAX/IEEE 802.16* », Projet de Fin d'Étude pour l'obtention du diplôme et Master en Systèmes de Télécommunications, Université Dr 2010/2011.
- [69] **J. Schalkwijk**, «*Coding scheme for additive noise channels with feedback*», IEEE Trans. Info. Th., vol. 12, pp. 183–189, April 1966.
- [70] **William LEVEUGLE**, « *Des possibilités d'évolution vers le sans fil des réseaux audionumériques pour la sonorisation - Cas des Wireless LAN* », Rapport de Projet de Fin d'Étude, École nationale supérieure (ENS) Louis-Lumière, France, 2012.
- [71] **Dib ROGER**, « *Conception et validation d'un simulateur de système OFDM pour les réseaux intérieurs sans fil* », Mémoire de maîtrise électronique, Université de Québec, École de Technologie Supérieure, 2003.
- [72] **J. Duplity**, « *Étude d'un réseau WLAN à base de MIMO-OFDM et de beamforming adaptatif conjoint* », Mémoire d'ingénieur civil électricien, Université catholique de Louvain, Laboratoire de Télécommunications et Télédétection, Juin 2003.
- [73] **D.J.C. MacKay** « *Information Theory, Inference and Learning Algorithms* », Cambridge University Press, 2003.