

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du grade de **DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Télécommunications

Spécialité : Télécommunications

Par : MAHI Sarra

Sujet

**Etude et implémentation d'algorithmes innovants de
précodage MIMO associés aux codes LDPC**

Soutenue publiquement, le 25 / 10 / 2018 , devant le jury composé de :

| | | | |
|-------------------------|-------------------------|---------------|--------------------|
| Mr.BENDIMERAD F.T. | Professeur | Univ. Tlemcen | Président |
| Mr.BOUACHA A. | MCA | Univ. Tlemcen | Directeur de thèse |
| Mr.HADJ ABDERRAHMANE L. | Directeur de recherches | ASAL,CDS Oran | Examineur |
| Mme.DEBBAT F. | Professeur | Univ. Mascara | Examineur |
| Mr.KAMECHE S. | Professeur | Univ. Tlemcen | Examineur |

Dédicace

A mes chers parents

Autant de phrases aussi expressives soient-elles ne sauraient montrer le degré d'amour, d'affection, de gratitude et de reconnaissance que j'éprouve pour vous. Vos encouragements sont pour moi le soutien indispensable que vous avez toujours su m'apporter. En ce jour mémorable, pour moi ainsi que pour vous, recevez ce travail en signe de ma vive reconnaissance et ma profonde estime. Puisse le tout puissant vous donner santé, bonheur et longue vie afin que je puisse vous combler à mon tour.

A mes cher grands-parents,

Que ce modeste travail, soit l'expression des vœux que vous n'avez cessé de formuler dans vos prières. Que Dieu vous préserve santé et longue vie.

A la mémoire de ma grand-mère paternelle

Qu'a été toujours dans mon esprit et dans mon cœur, je vous dédie aujourd'hui ma réussite. Que Dieu, le miséricordieux, vous accueille dans son éternel paradis.

A mes chères sœurs

En souvenir d'une enfance dont nous avons partagé les meilleurs et les plus agréables moments, pour toute l'ambiance dont vous m'avez entouré, pour toute la spontanéité et vos élans chaleureux, Je vous dédie ce travail. Puisse Dieu le tout puissant exhausser tous vos vœux.

À mes amies de toujours : Djamilia, Imane,

En souvenir de notre sincère et profonde amitié et des moments agréables que nous avons passés ensemble,

Veillez trouver dans ce travail l'expression de mon respect le plus profond et mon affection la plus sincère.

À toutes les personnes qui ont participé à l'élaboration de ce travail à tous ceux que j'ai omis de citer,

À tous ceux qui me sont chers et proches,

À tous ceux qui ont semé en moi à tout point de vue,

Remerciements

*A*vant tout, je remercie le bon DIEU ; le tout puissant, de m'avoir aidé à accomplir ce travail.

*J*e souhaite ensuite exprimer ma plus profonde reconnaissance à mon directeur de thèse Mr BOUACHA Abdelhafid Maître de conférence à l'université de Tlemcen, qu'a dirigé et accompagné de très près, à vrai dire pas à pas, et avec beaucoup de patience, la longue et lente rédaction de ce travail. J'ai beaucoup appris scientifiquement et humainement à ses côtés, sa disponibilité, son encouragement, sa détermination, son zèle, son attention aiguë aux tout petits détails, ses conseils et orientations m'ont été d'une aide précieuse tout au long de mes recherches et de ma formation doctorale.

*J*e remercie Mr BENDIMERAD Fethi Tarik, Professeur à l'université de Tlemcen, de m'avoir honoré et accepté de présider le jury de ce mémoire.

*J*e remercie tous les membres du jury : Mr HADJ ABDERRAHMANE Lahcen Directeur de recherches à L'ASAL CDS Oran, Mme DEBBAT Fatima Professeur à l'Université de Mascara, Mr KAMECHE Samir Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir bien voulu donner de leur temps pour lire ce travail et faire partie des examinateurs. Certains ont dû prendre en compte de se déplacer de leur endroit de travail. **Q**u'ils en soient particulièrement remerciés.

*M*es travaux de thèse ont été effectués au sien du Laboratoire de Télécommunication de Tlemcen (LTT), à l'université de 'Abou Baker Blkaid' de Tlemcen, c'est pourquoi j'exprime mes sincères gratitude et mes plus profonds respects à l'ensemble du personnel du laboratoire LTT pour l'accueil et le soutien qu'ils m'ont témoigné, mes remerciements vont particulièrement au Professeur MERIAH directeur de Labo LTT. Un spécial remerciement aussi pour notre ingénieure de Labo LTT Mlle BENDAHMANE Zhor pour son soutien permanent à mon égard.

J'exprime mes sincères reconnaissances à l'égard de tous ceux qui ont Contribué à ma formation.

*E*nfin, je remercie tous ceux qui ont prêté main forte.

Résumé

Des travaux récents montrent que la technologie MIMO associées aux algorithmes de précodage et aux turbo codes est particulièrement prometteuse pour des applications dans de nombreux standards de communication sans fil modernes. Cette technologie, qui repose sur l'utilisation conjointe des MIMO et d'un codage canal évolué, permet de répondre à deux besoins actuels : haut débit et qualité de transmission, sans augmenter les puissances d'émission et les bandes de fréquences allouées avec la contribution à un usage raisonné des ressources radioélectriques. En plus, les informations sur l'état du canal à l'émetteur (CSIT) constituent un avantage supplémentaire et permettent d'anticiper les éventuelles dégradations causées par la propagation afin d'obtenir un canal de transmission "global" favorable à la communication.

Ce travail s'inscrit dans une démarche globale d'optimisation de la couche physique des systèmes de transmission radio sans fil dans le but d'augmenter leurs performances. L'objectif majeur de cette thèse est de concevoir des schémas de transmission sans fil à complexité et latence réduites qui reposent sur les algorithmes de précodage et le codage correcteur d'erreur conjoint pour la norme LTE et LTE-A, afin de déterminer finalement une solution d'optimisation d'allocation de puissance qui adapte un bloc de précodage linéaire à une transmission MIMO codée LDPC.

En fin, les résultats de ce travail, présente un réel intérêt pour l'évolution des systèmes de communication modernes en particuliers ceux de la norme LTE et LTE-A. Ainsi, l'optimisation des émetteurs et récepteurs MIMO proposée dans le cadre de cette thèse aura un impact favorable sur la consommation d'énergie de ces systèmes, défi majeur de notre siècle.

Mots clé : Système MIMO, Précodeur Max dmin, Précodeur POSM, CSIT, Le code LDPC

Abstract

Recent work shows that MIMO technology associated with precoding algorithms and turbo codes are particularly promising for many modern wireless communication standards. This technology, based on the joint use of MIMO and advanced channel coding, allows to meet two current needs: broadband and transmission quality, without increasing the transmission powers and transmission bands allocated frequencies with the contribution to a reasoned use of radio resources. In addition, the channel state information at the transmitter (CSIT) is an additional advantage to anticipate any damage caused by propagation in order to obtain a favorable "global" transmission channel.

This work is part of a global approach to optimize the physical layer of wireless radio transmission systems in order to increase their performance. The main objective of this thesis is to design wireless transmission schemes with reduced complexity and latency that rely on precoding algorithms and joint error correction coding for the LTE and LTE-A standards, in order to finally determine a Power allocation optimization solution that adapts a linear precoding block to an LDPC encoded MIMO transmission.

Finally, the results of this work, presents a real interest for the evolution of modern communication systems in particular those of the standard LTE and LTE-A. Thus, the optimization of MIMO transmitters and receivers proposed in the context of this thesis will have a favorable impact on the energy consumption of these systems, a major challenge of our century.

Keywords: MIMO Systems, Max-dmin precoder, POSM precoder, CSIT, LDPC code.

يبين هذا العمل أن تقنية MIMO المرتبطة بالخوارزميات المسبقة و التشفير واعدة بشكل خاص للتطبيقات في العديد من معايير الاتصالات اللاسلكية الحديثة. وتفي هذه التكنولوجيا، القائمة على الاستخدام المشترك للـ MIMO والتشفير المتقدم للقنوات، بالاحتياجات الحالية: جودة النطاق العريض وجودة الإرسال، دون زيادة قدرة الإرسال ونطاقات التردد الموزعة مع مساهمة في استخدام مسبب للموارد الراديوية. وبالإضافة إلى ذلك، تعد المعلومات عن حالة قناة المرسل (CSIT) ميزة إضافية وتجعل من الممكن توقع أي تدهور يسببه الانتشار من أجل الحصول على قناة إرسال "عالمية" مواتية للاتصالات. هذا العمل جزء من نهج عالمي لتحسين الطبقة المادية لأنظمة الإرسال اللاسلكية من أجل زيادة أدائها.

الهدف الرئيسي من هذه الأطروحة هو تصميم أنظمة الإرسال اللاسلكي مع تقليل التعقيد والكمون الذي يعتمد على خوارزميات مسبقة التشكيل وتشفير تصحيح الخطأ المشترك لمعايير LTE و LTE-A، من أجل تحديد حل أمثل لتخصيص الطاقة الذي يكتف كتلة خطية مسبقة التحويل إلى إرسال MIMO تشفير LDPC. أخيراً، تعرض نتائج هذا العمل اهتماماً حقيقياً بتطور أنظمة الاتصالات الحديثة، لا سيما أنظمة LTE و LTE-A القياسية. وبالتالي، فإن التحسين الأمثل لأجهزة الإرسال والاستقبال المقترحة من MIMO في سياق هذه الرسالة سيكون له تأثير إيجابي على استهلاك الطاقة لهذه الأنظمة، وهو تحد رئيسي في قرننا.

الكلمات المفتاحية: MIMO system، Max dmin precoder، POSM precoder، CSIT، LDPC code.

Table des matières

| | |
|--|------------|
| DEDICACE | II |
| REMERCIEMENTS | III |
| RESUME | IV |
| ABSTRACT | V |
| ملخص | VI |
| TABLE DES MATIERES | VII |
| LISTE DES FIGURES | X |
| LISTE DES TABLEAUX | XII |
| LISTE DES ACRONYMES | XIV |
| INTRODUCTION GENERALE | 18 |
| CHAPITRE I : TECHNIQUES MIMO ET COMMUNICATIONS A HAUT DEBIT | 23 |
| I. 1. Introduction | 23 |
| I. 2. Chaîne de transmission numérique | 24 |
| I. 3. Introduction aux systèmes multi-antennaires | 34 |
| I.3.1 Algorithmes d'émissions associés aux systèmes MIMO | 43 |
| I.3.1.1 Systèmes MIMO à boucle ouverte..... | 43 |
| I.3.1.2 Systèmes MIMO à boucle fermé | 51 |
| I.3.2 Algorithme de réception associés aux systèmes MIMO | 52 |
| I.3.2.1 Technique de forçage à zéro (ZF)..... | 52 |
| I.3.2.2 Minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM)..... | 53 |
| I.3.2.3 Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV) | 53 |
| I.3.2.4 Annulations successives d'interférences ordonnées (V-BLAST)..... | 54 |
| I. 4. Conclusion | 55 |
| CHAPITRE II : ALGORITHMES DE PRECODAGE ET SYSTEMES MIMO | 56 |
| II.1 Introduction | 56 |
| II.2 Principe du précodage linéaire | 57 |
| II.2.1 Transformation en canal virtuel | 60 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| II.2.2 | Résultat du canal virtuel..... | 62 |
| II.2.3 | Précodeurs diagonaux | 63 |
| II.2.3.1 | Précodeur Max-SNR..... | 65 |
| II.2.3.2 | Précodeur Water-Filing (WF)..... | 66 |
| II.2.3.3 | Précodeur d'Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM)..... | 67 |
| II.2.3.4 | Précodeur QoS | 68 |
| II.2.3.5 | Précodeur Erreur Egale (EE) | 69 |
| II.2.4 | Précodeurs non-diagonaux | 69 |
| II.2.4.1 | Précodeur max-dmin..... | 70 |
| II.2.4.2 | Précodeur POSM | 72 |
| | II.3 Performances des précodeurs considérés dans la thèse | 76 |
| II.3.1 | Paramètres de simulations..... | 77 |
| II.3.2 | Résultats et Discussions | 78 |
| II.3.2.1 | Influence du nombre d'élément d'antennes | 78 |
| II.3.2.2 | Influence de la méthode de décision (Soft/Hard) et de l'ordre de modulation | 83 |
| | II.4 Conclusion..... | 86 |

CHAPITRE III : CODES LDPC DANS LES SYSTEMES MIMO 87

| | | |
|-----------|---|------------|
| | III.1 Introduction | 87 |
| | III.2 Codage de canal | 88 |
| | III.3 Codes linéaires | 89 |
| III.3.1 | Codes en bloc..... | 89 |
| III.3.2 | Codes convolutifs | 92 |
| III.3.3 | Turbo codes | 93 |
| | III.4 Codes Low Density Parity Check (LDPC)..... | 93 |
| III.4.1 | Représentation des codes LDPC | 94 |
| III.4.1.1 | Graphe de Tanner | 94 |
| III.4.1.2 | Matrice de parité..... | 95 |
| III.4.1.3 | Cycle et Circonférence du code..... | 97 |
| III.4.1.4 | Codes LDPC réguliers et irréguliers..... | 97 |
| III.4.2 | Construction des codes LDPC | 98 |
| III.4.2.1 | Construction pseudo aléatoire | 98 |
| III.4.2.2 | Constructions structurées..... | 98 |
| III.4.2.3 | Construction de MacKay et Neal | 99 |
| III.4.2.4 | Constructions basées sur les géométries finies | 103 |
| III.4.3 | Principe d'encodage LDPC | 104 |
| III.4.3.1 | Codage conventionnel basé sur l'élimination de Gauss-Jordan | 104 |
| III.4.3.2 | Codage par approximation triangulaire inférieure..... | 105 |
| III.4.4 | Principe de décodage LDPC | 107 |
| III.4.4.1 | Algorithme de décodage par propagation de confiance (BP)..... | 108 |
| | III.5 Code LDPC pour Système MIMO | 113 |
| III.5.1 | Présentation du système..... | 114 |
| III.5.2 | Résultats et discussions..... | 115 |
| | III.6 Conclusion | 119 |

CHAPITRE IV : ASSOCIATION DES CODES NB-LDPC AUX SYSTEMES MIMO PRECODES

| | |
|--|------------------------------------|
| | 121 |
| IV.1 Introduction | 121 |
| IV.2 Travaux connexes et contributions | 122 |
| IV.3 Chaîne de transmission MIMO-LDPC précodé | 124 |
| IV.4 Présentation globale du modèle simulé | 125 |
| IV.4.1 Chaîne d'émission | 125 |
| IV.4.1.1 Génération des données..... | 125 |
| IV.4.1.2 Codage LDPC | 125 |
| IV.4.1.3 Entrelacement..... | 126 |
| IV.4.1.4 Conversion bits vers symboles | Erreur ! Signet non défini. |
| IV.4.1.5 Multiplexage Spatiale..... | 128 |
| IV.4.1.6 Précodeur Max-dmin..... | 129 |
| IV.4.2 Canal de transmission..... | 129 |
| IV.4.3 Chaîne de réception | 130 |
| IV.4.3.1 Décodeur ML | 130 |
| IV.4.3.2 Conversion symboles vers bits | Erreur ! Signet non défini. |
| IV.4.3.3 Désentrelacement | 132 |
| IV.4.3.4 Décodage LDPC..... | 132 |
| IV.4.4 Taux d'erreur binaire et rapport signal sur bruit..... | 133 |
| IV.5 Résultats et discussions | 134 |
| IV.5.1 Paramètre de simulation | 135 |
| IV.5.2 Multiplexage spatial et code LDPC..... | 135 |
| IV.5.3 Précodeur Max-dmin et code LDPC..... | 139 |
| IV.5.4 Comparaison des deux systèmes SM-LDPC et Max-dmin-LDPC..... | 143 |
| IV.6 Conclusion | 144 |
| CONCLUSION GENERALE | 146 |
| ANNEXE A : NOTIONS SUR LES CORPS DE GALOIS GF(Q) | 149 |
| ANNEXE B : CALCULE DE LLR | 151 |
| BIBLIOGRAPHIE | 154 |
| LISTE DES PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS | 159 |

Liste des figures

| | |
|---|----|
| Figure I.1 : Chaîne de transmission MIMO. | 24 |
| Figure I.2 : Variations de la puissance reçus dans un canal radio-mobile. | 27 |
| Figure I.3 : Phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission. | 28 |
| Figure I.4 : Différentes sélectivités du canal. | 30 |
| Figure I.5 : Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence. | 30 |
| Figure I.6 : Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence. | 31 |
| Figure I.7 : Transmission sur plusieurs intervalles temporels. | 32 |
| Figure I.8 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels. | 33 |
| Figure I.9 : Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO. | 35 |
| Figure I.10 : Système MIMO. | 36 |
| Figure I.11 : Canal MIMO en présence de plusieurs trajets principaux. | 37 |
| Figure I.12 : Représentation normalisée du canal MIMO adoptée. | 38 |
| Figure I.13 : Décomposition d'un canal de propagation MIMO en canaux indépendant par décomposition en valeurs singulières (à gauche : représentation classique en canaux corrélés, à droite : représentation en canaux découplés). | 40 |
| Figure I.14 : Capacité de systèmes MIMO. | 43 |
| Figure I.15 : Principe de multiplexage spatial. | 44 |
| Figure I.16 : Famille des codes temps-espace. | 45 |
| Figure I.17 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $nt= 2$ émetteurs et une modulation MDP-4. | 46 |
| Figure I.18 : Schéma d'Alamouti. | 48 |
| Figure I.19 : Transmission MIMO utilisant des OSTBC. | 51 |
| Figure I.20 : Détection Maximum de Vraisemblance. | 53 |
| Figure II.1 Système MIMO avec précodeur et décodeur. | 57 |
| Figure II.2 : Schéma-bloc canal MIMO précodé en canal virtuel. | 59 |
| Figure II.3 : Schéma-bloc d'un précodeur diagonal. | 64 |
| Figure II.4 : Schéma du précodage diagonal utilisant la détection du Maximum de vraisemblance (MV) au récepteur. | 65 |
| Figure II.5 : Schéma bloc d'un précodeur non-diagonal. | 70 |
| Figure II.6 : Schéma bloc du précodeur P-OSM. | 76 |
| Figure II.7 : Modèle de simulation. | 78 |
| Figure II.8 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin, P-OSM et OSM dans un système MIMO (2×2) pour une modulation 4QAM. | 80 |
| Figure II.9 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin, P-OSM et OSM dans un système MIMO (4×2) pour une 4QAM. | 80 |

| | |
|--|-----|
| Figure II.10 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin, P-OSM et OSM dans un système MIMO (4×4) pour une 4QAM..... | 81 |
| Figure II.11 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin, P-OSM et OSM dans un système MIMO(2×2) pour une 16QAM. | 82 |
| Figure II.12 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin, P-OSM et OSM dans un système MIMO (4×2) pour une 16QAM. | 82 |
| Figure II.13 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin-ML-Soft dans un système MIMO 2×2 pour une 4QAM. | 84 |
| Figure II.14 : Comparaison des performances de TEB de Max-dmin-ML-Soft dans un système MIMO (4×2) pour une 16QAM. | 84 |
| Figure II.15 Comparaison des performances TEB vs SNR du Max-dmin et du POSM pour un système MIMO (2×2) : 4QAM et 16 QAM. | 85 |
| Figure III.1 : Schéma de communication de Claude Shannon..... | 89 |
| Figure III.2 : Diagramme d'un codeur/décodeur en bloc..... | 91 |
| Figure III.3 : Graphe Tanner d'un code LDPC..... | 95 |
| Figure III.4 : Cycle dans un graphe de Tanner..... | 97 |
| Figure III.5 : Schéma de codage des codes LDPC quasi-cycliques. | 103 |
| Figure III.6 : Représentation sous forme pseudo-triangulaire inférieure de la matrice H | 105 |
| Figure III.7 : Modèle de la chaîne de transmission MIMO-LDPC simulé..... | 114 |
| Figure III.8 : Performances du système MIMO-LDPC avec et sans code d'Alamouti STBC..... | 116 |
| Figure III.9 : Influence du taux de codage. | 117 |
| Figure III.10 : Influence de nombre d'itération pour taux de codage 1/2. | 118 |
| Figure III.11 : Influence de nombre d'itération pour taux de codage 1/4. | 119 |
| Figure IV.1 : Chaîne de transmission pour un système MIMO précodé Max-dmin avec codage NB-LDPC..... | 124 |
| Figure IV.2 : Constellation 4-QAM et 16-QAM..... | 128 |
| Figure IV.3 : Modélisation de l'évanouissement de Rayleigh en bande de base [12]..... | 130 |
| Figure IV.4 : Modèle d'évaluation des performances par simulation. | 134 |
| Figure IV.5 : Performances du système MIMO-SM sans et avec codage LDPC. | 136 |
| Figure IV.6 : Evaluation de l'influence du nombre d'antenne sur le système SM-LDPC en termes de TEB..... | 136 |
| Figure IV.7 : Constellation des données transmises, reçues et l'égalisées pour : a) 4-QAM, b) 64-QAM, c) 64-QAM, d) 4-PSK..... | 138 |
| Figure IV.8 : Evaluation de l'influence l'ordre de modulation sur le système SM-LDPC en termes de BER..... | 139 |
| Figure IV.9 : Evaluation des performances de précodeur Max-dmin sans et avec le code LDPC, $R=8/9$ | 140 |

| | |
|---|-----|
| Figure IV.10 : Evaluation de l'influence du nombre d'antennes sur le système Max- <i>d</i> min-LDPC. | 141 |
| Figure IV.11 : Performances du système Max- <i>d</i> min-LDPC pour les modulations 4-QAM et 16-QAM..... | 142 |
| Figure IV.12 : Influence du taux de codage sur le système Max- <i>d</i> min-LDPC..... | 143 |
| Figure IV.13 : Comparaison entre le SM-LDPC et le Max- <i>d</i> min-LDPC, $R=8/9$ | 144 |

Liste des tableaux

| | |
|--|-----|
| Tableau I.1 : Schéma d'Alamouti..... | 48 |
| Tableau III.1 : Notation utilisée pour les algorithmes de décodage LDPC..... | 108 |
| Tableau III.2 : Dimension de la matrice H. | 117 |
| Tableau IV.1 : Paramètres de codage, trame normal (<i>nldpc</i> = 64 800)..... | 126 |
| Tableau IV.2 : Paramètres de codage, trame courte (<i>nldpc</i> = 16 200)..... | 127 |

Liste des acronymes

ASTBC Alamouti Spatio Temporel Bloc Code

AWGN Additive White Gaussien Noise

BER Binary Error Rate

BF Bit Flipping

BIBD Balanced In Complete Block Design

BICM Bit Interleaved Coded Modulation

BLAST Bell Labs Layered Space-Time

B-LDPC Binary Low Density Parity Check

BPSK Binary Phase Shift Keying

CDMA Code Division Multiple Access

CSI Channel State Information

DVB Digital Video Broadcasting

DVB-S2 Digital Video Broadcasting S

DVB-T2 Digital Video Broadcasting Terrestrial T

ED Euclidienne Distance

EE Erreur Egale

EQMM Erreur Quadratique Moyenne Minimale

IES Interférences Entre Symboles

IEEE Institue of Electronic and Electrical Enginners

IRA Irrégular Repeat-Accumulate

Liste des Acronymes

GSM Global System Mobil

LDPC Low Density Parity Check

LLR Log-Likelihood Ratios

Max-dmin Maximization of the minimum Euclidian distance on the received constellation

Max-SNR Maximization of received SNR of beamforming

MIMO Multi Input Multi Output

MLG Majority Logic Decoding

ML Maximum of Likelihood

ML Soft Maximum of Likelihood

MMSE Minimum Mean Square Error

MRT Maximum Ratio Transmission

MRC Maximum Ratios Combinaire

NO-STBC Non Orthogonal Space-Time Block Codes

NLOS Non Light Of Sight

NB-LDPC Non Binary Low Density Parity Check

OL-MIMO Open loop Multi Input Multi Output

O-STBC Orthogonal Space-Time Block Codes

OSIC Ordered Successive Interference Constellassions

OSM Orthogonalized Spatial Multiplexing

POSM Precoder Orthogonalized Spatial Multiplexing

QAM QuadratureAmplitude Modulation

Liste des Acronymes

- QC-LDPC Quasi Cyclic Low Density Parity Check
- QoS Quality of Service
- Qo-STBC Quasi-orthogonal SpaceTime Block Codes
- RA Repeat-Accumulate
- Rx-CSI Channel State Information at the Reciever
- SISO Single Input Single Output
- SM Spatial Multiplexing
- SNR Signal to Noise Ratios
- SO Soft-output
- SPA Sum Product Algorithm
- STBC Spatio Temporel Bloc Code
- SVD Singular value decomposition
- Tx-CSI Channel State Information at the transmitter
- V-BLAST Vertical BLAST
- VN Nœuds Variables
- W-CDMA Wideband Code Division Multiple Access
- WF Water-Filling
- WiMAX Worldwide Interoperability for Microwave Access

Liste des Acronymes

ZF Zero Forcing

3GPP 3rd Generation Partnership Project

Introduction Générale

1. Contexte et motivation de la thèse

Grâce au succès des systèmes mobiles et aux réseaux sociaux, le trafic des données a connu récemment un développement exponentiel, ainsi l'amélioration des capacités des réseaux cellulaires est continue. Les communications sans fil modernes, en particulier les réseaux cellulaires de cinquième génération (5G) répond à ce besoin, et vient à remplacer l'actuelle quatrième génération (4G : LTE et LTE-A) dans quelques années. Ces réseaux cellulaires modernes nécessitent un débit de données élevé avec une faible latence de transmission. Ainsi, le codage à haut débit, la modulation d'ordre élevé et la technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) sont les outils essentiels pour atteindre ces débits de données élevés.

Les avantages de la technologie MIMO sont généralement assurés par des techniques en boucle ouverte et en boucle fermée. Les techniques en boucle ouverte, telles que le codage spatial (STC) et le multiplexage spatial (SM), sont utilisées sans avoir besoin d'informations sur l'état du canal (CSI) à l'émetteur. Afin de surmonter l'effet de propagation par trajets multiples et d'améliorer la robustesse des systèmes de multiplexage spatial, des techniques de précodage linéaire en boucle fermée peuvent être utilisées au niveau de l'émetteur. Le principe des techniques de précodage est que, lorsque la connaissance du canal est disponible à l'émetteur, le signal d'émission est pré-multiplié par une matrice de précodage de sorte que l'interférence entre symboles (ISI) dans le récepteur est fortement réduite. Cette connaissance des caractéristiques du canal permet d'anticiper les éventuelles dégradations causées par la propagation afin d'obtenir un canal de transmission "global" favorable à la communication.

Les informations sur l'état du canal à l'émetteur (CSIT) peuvent être obtenues via un lien de retour (feedback), mais il est difficile d'atteindre une CSIT parfaite dans un système MIMO avec un canal en évolution rapide. Par conséquent, les émetteurs de nombreux systèmes MIMO n'ont aucune connaissance du canal actuel. Ceci motive l'utilisation de méthodes de précodage à lien de retour limité telles que la quantification de canal et la conception de dictionnaire de codes.

Considérant la CSI à l'émetteur, les stratégies d'allocation de puissance d'antennes peuvent être réalisées grâce à l'optimisation conjointe du précodeur linéaire (au niveau de

l'émetteur) et du décodeur (au récepteur). Selon différents critères, cette optimisation peut se faire sur la maximisation de la capacité de sortie, du rapport signal / bruit (SNR), en minimisant l'erreur quadratique moyenne (MSE), en minimisant le taux d'erreur binaire (BER) ou en maximisant la valeur singulière minimale de la matrice de canal. Ces matrices de précodage optimisées sont diagonales dans la représentation de canal virtuel et appartiennent à un ensemble important de techniques de précodage linéaire nommées précodeurs diagonaux. Un autre groupe de techniques de précodage est évidemment la structure linéaire non-diagonale. L'un des précodeurs non diagonaux les plus efficaces est basé sur la maximisation de la distance euclidienne minimale (Max-dmin) entre deux vecteurs de données reçus. Le précodeur Max-dmin offre une amélioration significative en termes de BER par rapport aux autres stratégies de précodage.

D'une autre part, les schémas de codage à haut débit ont fait l'objet d'études approfondies depuis plusieurs décennies. Parmi ces codes, les LDPC (Low Density Parity Check) et leur version non binaires (NB-LDPC) surpassent les codes traditionnels (Convolutionnels, Reed-Solomon et Turbo-code) en particulier pour les codes de longueur courte à modérée, réduisant ainsi la latence de décodage. De ce fait, la combinaison des codes LDPC avec les systèmes MIMO apportent une réponse prometteuse à la course vers la recherche d'une utilisation optimale de la capacité du canal et de hauts débits binaires.

2. Problématique et Contributions de la thèse

Telle qu'il a été mentionné, cette thèse a pour enjeux de concevoir des systèmes MIMO qui puissent exploiter au mieux les informations utiles disponibles dans le CSIT mais qui sont en même temps robuste face à l'incertitude de ce même CSIT. La difficulté réside dans le fait que les techniques conventionnelles de décomposition en valeur singulière (SVD) et de Water-Filling (WF) sont sensibles à l'erreur sur le CSIT, tandis que d'autres alternatives disponibles, par exemple le codage spatio-temporel, ne peuvent exploiter pleinement les avantages offerts par le CSIT disponible. Le problème reste posé pour concevoir des schémas de transmission pour les canaux MIMO qui peuvent exploiter pleinement les avantages offerts par le CSIT disponible tout en étant robustes contre son incertitude. C'est dans ce contexte que nous proposons l'intégration d'un codeur LDPC pour optimiser l'utilisation des précodeurs MIMO.

Bien que des techniques de précodage linéaire et des codes LDPC aient été développées, il est encore difficile de concevoir conjointement le précodeur linéaire et le code LDPC pour les systèmes MIMO.

C'est dans ce contexte que s'inscrit la problématique de cette thèse, qui a pour but majeur de concevoir des schémas de transmission sans fil à complexité et latence réduites et qui reposent sur un précodage linéaire et un codage LDPC conjoint. Ceci afin de déterminer une solution d'optimisation de l'allocation de puissance qui adapte un bloc de précodage linéaire à une transmission MIMO codée LDPC.

En partant de cette problématique, nous présentons dans cette thèse deux contributions majeures :

- Définir un précodeur linéaire non diagonal pour un système MIMO codé par un code convolutif classique et l'optimiser afin de limiter la complexité et la latence du système. La contribution majeure de cette partie est l'association du précodeur à un détecteur ML simplifié [43].
- Proposition d'une conception conjointe du précodeur Max-dmin et d'un code LDPC non binaire optimisé pour des transmissions DVB-S2, et l'appliqué à une transmission MIMO avec une adaptation du décodage au récepteur.

3. Plan de la thèse

Suite à cette introduction qui expose un aperçu du contexte applicatif de la thèse, et qui présente la problématique étudiée, ainsi que les principales contributions de ce travail, ce document est structuré comme suit :

Chapitre 1

Dans le premier chapitre, nous rappelons certaines notions de base liées aux transmissions numériques et nécessaires pour la compréhension de ce document. Nous commençons par une description d'un système de communication numérique classique décrivant brièvement les principaux traitements que peut subir un signal émis. Par la suite, nous présentons les systèmes MIMO d'une manière générale ainsi que les algorithmes de traitements, en émission et en réception, utilisés par ces systèmes.

Chapitre II

La transformation virtuelle utilisée pour diagonaliser la matrice de canal, et les principes des deux précodeurs POSM et Max-dmin utilisées dans nos travaux ainsi que d'autres précodeurs existants dans la littérature sont présentés dans le deuxième chapitre. Par ailleurs, nous exposons les résultats de simulation et nous analysons les performances en matière de taux d'erreur binaire de l'architecture proposée (association des précodeurs non diagonales qui optimisent le critère de la distance Euclidienne minimale) sur un canal à évanouissements de Rayleigh.

Chapitre III

Le troisième chapitre commence par un rappel sur les notions de base du codage correcteur d'erreur. Nous nous intéressons par la suite aux codes LDPC, leurs constructions, leurs algorithmes de codage/décodage et leurs optimisations. Ensuite dans la dernière partie du chapitre, nous présenterons les résultats des simulations et nous analyserons les performances de la concaténation proposée du codage LDPC au schéma de codage spatio-temporel (STBC) d'Alamouti dans les systèmes MIMO en termes de BER en fonction du SNR.

Chapitre IV

Dans le quatrième chapitre, nous proposons une association qui permet de déterminer une solution d'optimisation d'allocation de puissance qui adapte un bloc de précodage linéaire à une transmission MIMO codée LDPC. Nous décrivons les différents blocs de notre chaîne de transmission proposée. Dans la dernière partie du chapitre, les performances du système d'allocation de puissance proposé seront validées à travers une série de simulations qui évaluent l'amélioration obtenue en termes de taux d'erreur BER.

Finalement, nous terminons ce manuscrit par une conclusion générale qui synthétise les principaux résultats de ce travail et propose quelques perspectives pouvant conduire à des futurs travaux.

Ce travail a fait l'objet d'une publication dans une revue internationale et de quatre communications dans des conférences internationales, citées à la fin de ce document de thèse. Un autre article est également en cours de soumission dans un journal international.

Chapitre I

Techniques MIMO et Communications à haut débit

I. 1. Introduction

L'objectif des systèmes de communications modernes est la transmission d'information numérique à des débits toujours plus élevés et pour une qualité de service de plus en plus exigeante. Dans ce contexte, des techniques multi émetteur multi récepteur, plus connues sous l'acronyme MIMO 'Multi Input Multi Output', sont considérées comme étant des techniques incontournables. Ces techniques reposent sur l'utilisation conjointe de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception qui augmentent la robustes aux évanouissements du canal et améliorent la qualité de la transmission, permettant d'atteindre des efficacités spectrales beaucoup plus grandes qu'avec des systèmes traditionnels SISO (Single Input Single Output).

Dans ce premier chapitre, nous introduisons les concepts de base des communications numériques haut débit et les généralités nécessaires à la bonne compréhension de l'ensemble des travaux de recherche menés dans le cadre cette thèse. Nous commençons par décrire le système de transmission numérique et les propriétés du canal radio. Par la suite, nous discutons les systèmes multi-antennaires et leurs caractéristiques. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous aborderons les algorithmes de réception associés aux systèmes MIMO.

I. 2. Chaîne de transmission numérique

Une chaîne de transmission numérique représente l'ensemble des traitements reliant une source (délivrante le message à transmettre) à un destinataire, à travers un canal de transmission, dans le but de transmettre à distance des informations de manière fiable et à coût réduit. L'émetteur convertit sous une forme adaptée au canal le flux d'information qui est numérique c'est-à-dire qu'il est codé par des séquences de 0 et de 1 fourni par la source. Le récepteur reçoit le signal et le convertit en information utilisable pour le fournir au destinataire en effectuant les opérations inverse réalisés à l'émission.

Le canal de transmission est un support permettant la propagation du signal de l'émetteur au récepteur et perturbant le signal, il diffère selon le type d'application envisagée. Dans le cadre de notre étude, nous envisagerons plutôt les transmissions radio mobiles, qui utilisent l'onde radioélectrique comme support de transmission. 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 et à la foudre. Des techniques de traitement du signal, de codage et de modulation ont été développées ces dernières années pour améliorer la robustesse des liaisons vis-à-vis du bruit.

La Figure I.1 décrit une vue de différents éléments de base d'une chaîne de communication numérique. Le système MIMO présenté dans cette figure emploie un codage espace-temps qui exploite les dimensions spatiale et temporelle apportées par le canal MIMO. Dans ce système, l'émetteur comprend les fonctions de codage de canal, de conversion bit/symbole et de codage espace-temps. Quant au récepteur, il comprend les fonctions symétriques, à savoir : la détection MIMO, la conversion symbole/bit et le décodage de canal. Avant de définir ce qu'est un canal multi-antennes, nous allons tout d'abord aborder le canal mono-antenne.

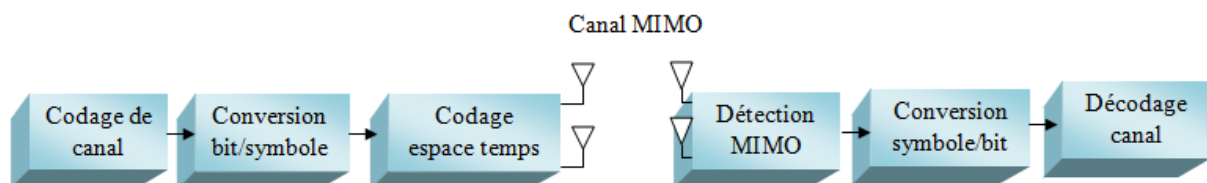


Figure I.1 : Chaîne de transmission MIMO.

I.3.1 Canal radio mobile

Un canal est un médium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal de la source vers la destination. Dans le cas d'une communication sans fil, c'est l'onde électromagnétique qui assure l'acheminement de l'information vers le récepteur dans l'air. Néanmoins, le signal transmis est soumis à de nombreuses perturbations externes et internes au canal de transmission. Dans cette section, nous considérons un canal SISO (Single Input-Single Output) soit une antenne en émission et une antenne en réception. Nous discutons les phénomènes perturbants le signal émis ainsi que les modèles les plus souvent adoptés pour caractériser un canal sans fil.

I.3.2 Bruit radio électrique

L'élément perturbateur majeur d'une communication est le bruit. Ainsi, il se définit comme tout signal ne contenant pas d'information utile et vient perturber le signal désiré. Il est indépendant du signal émis. Les origines de ce bruit sont le milieu de transmission (bruit externe), ou les dispositifs électroniques utilisés dans le récepteur (bruit interne). Ce bruit possède une puissance et permet d'introduire un paramètre de référence : le rapport signal sur bruit (RSB) défini comme le rapport de la puissance du signal utile sur la puissance du bruit. Un des intérêts des communications numériques est de proposer une sensibilité au bruit inférieure à celle des communications analogiques.

Le bruit est présent dans toute transmission, sur tout réseau. Ses origines sont diverses :

- Ronflement dû au secteur (50 Hz),
- Perturbations atmosphériques
- Diaphonie (mélange de voies),
- Parasites industriels,
- Bruit de fond cosmique
- Bruit thermique...

Le bruit est une valeur stochastique que ni l'émetteur ni le récepteur ne peuvent contrôler. Il est nécessaire d'attribuer un modèle statistique au bruit et celui classiquement utilisé est de considérer un bruit (noté n) blanc additif gaussien (BBAG) de valeur moyenne nulle et de variance σ_n^2 [1].

I.3.3 Atténuations dans le canal radio mobile

De manière générale, la puissance du signal émis est atténuée par le canal lors d'une transmission radio mobile. La Figure I. 2 est une bonne illustration pour représenter les différentes dégradations de la puissance reçue dans un environnement radio mobile [1]. Cette atténuation peut être accentuée par l'effet de masquage. Les atténuations d'un canal radio mobile se présentent sous trois formes différentes :

➤ *L'atténuation à grande échelle :*

Représente l'atténuation de la puissance moyenne du signal résultant du mouvement sur des grandes espaces, dépend principalement de la distance entre l'émetteur et le récepteur et apparaît classiquement dans le bilan de liaison d'une transmission.

➤ *L'atténuation à moyenne échelle :*

Est entraînée principalement par les effets de masquage du signal dus aux différents obstacles de l'environnement disposés sur la trajectoire des ondes. Elle correspond aux variations de la puissance reçue sur des distances de l'ordre d'une dizaine de fois la longueur d'onde.

➤ *L'atténuation à petit échelle :*

Se manifeste principalement par une dispersion ou étalement du signal dans le temps et la variation du comportement du canal. Ces variations sont dues au phénomène physique des trajets multiples [2].

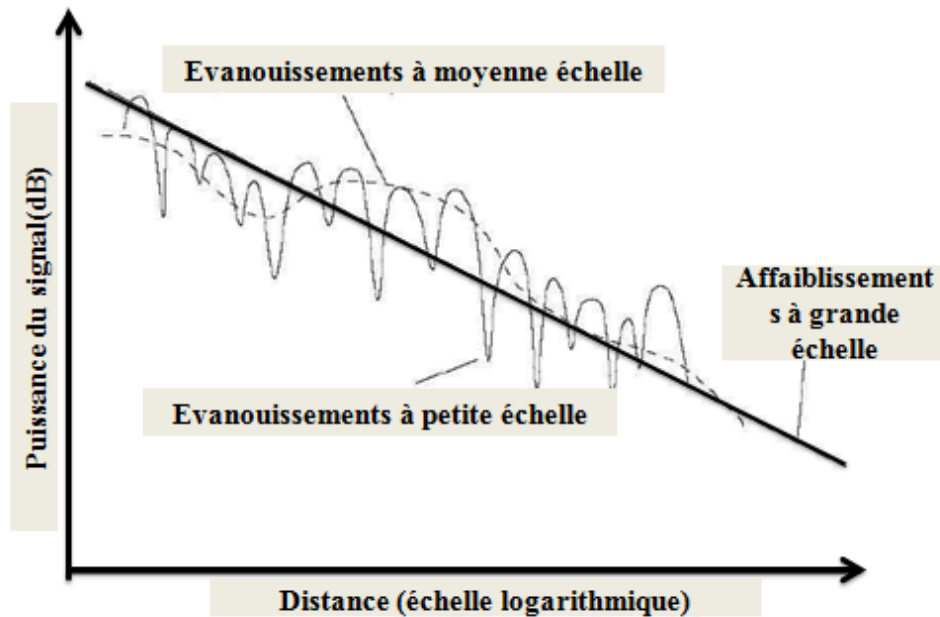


Figure I. 2 : Variations de la puissance reçus dans un canal radio-mobile.

I.3.4 Multi trajets

On appelle multi trajets l'ensemble des chemins que prend le signal lors de la transmission pour atteindre la destination. Ces trajets multiples sont causés par les interactions électromagnétiques de l'onde avec des diffuseurs (bâtiments, arbres, personnes, voitures, etc.) qui induisent plusieurs phénomènes telles que des réflexions, des diffractions et des diffusions [1]. Ainsi, pour le cas des MIMO ces trajets multiples sont très utiles, ils sont exploités pour améliorer les performances en matière de capacité.

Nous pouvons décrire ces phénomènes liés à la propagation des ondes comme suit :

➤ *Réflexion/Réfraction :*

Se réalise lorsqu'une onde électromagnétique frappe un obstacle dont la longueur est grande et les irrégularités de la surface petites par rapport à la longueur d'onde. Tout dépend de la nature du réflecteur, s'il est plus au moins conducteur, l'énergie sera réfléchi. Dans le cas où le réflecteur est parfaitement conducteur elle sera réfractée. Généralement, ces deux phénomènes interviennent simultanément.

➤ *Diffusion :*

Elle intervient lorsque l'onde rencontre lors de sa propagation, un nombre très important d'obstacles de dimension du même ordre de grandeur ou inférieure à sa longueur d'onde

[1]. La diffusion apparaît aussi lorsque la surface d'un objet a des aspérités suffisamment grandes par rapport à la longueur d'onde et en grand nombre [3].

➤ *Diffraction* :

Se manifeste par une modification de la trajectoire lorsque l'onde rencontre un obstacle ayant des dimensions petites par rapport à la longueur d'onde et dont les caractéristiques physiques le rendent imperméable aux ondes électromagnétiques ou lorsque l'objet a des arêtes vives. Alors chaque lieu de diffraction se comporte comme une source secondaire de rayonnement de l'onde. Généralement, l'énergie diffractée est de plus en plus faible au fur et à mesure que l'on se rapproche de l'obstacle et que la fréquence devient plus grande. Beaucoup d'études sur les pertes de puissance dans le contexte radio-mobile se font à partir de modèles prenant en compte la diffraction [4].

La Figure I. 3 illustre les différents phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission.

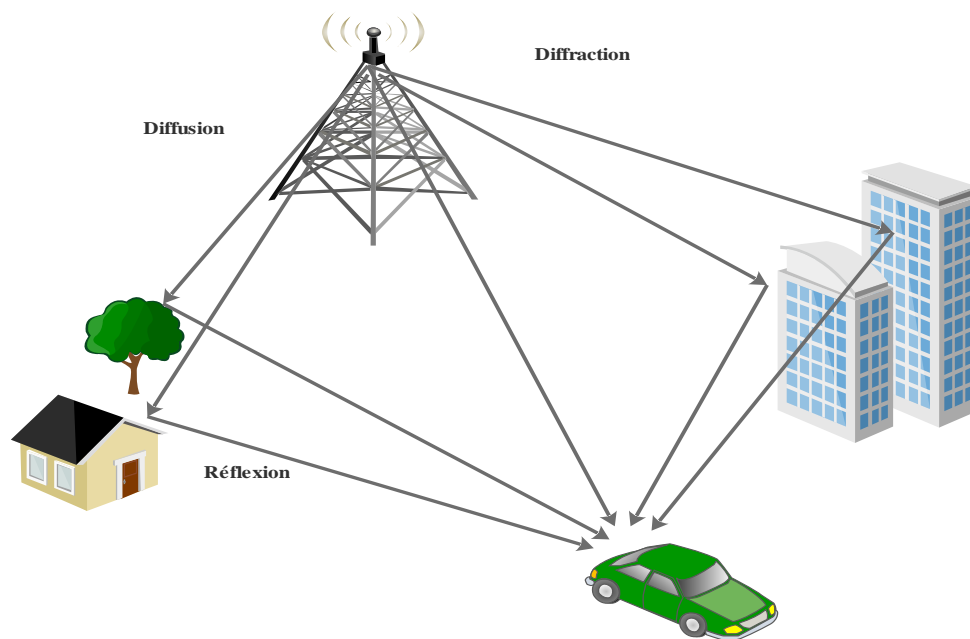


Figure I. 3 : Phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission.

I.3.5 Effet Doppler

En plus des différents évanouissements présentés précédemment, le signal peut être sujet à un décalage de fréquence, appelé effet Doppler, ce décalage en fréquence dépend essentiellement de deux facteurs : la direction de déplacement et la vitesse du récepteur par rapport à l'émetteur, il est dû à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation.

Il provoque un décalage fréquentiel de chacune des ondes qui compose le signal reçu. Cela résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal, durant la transmission et dans le domaine temporel.

On peut définir ainsi un étalement fréquentiel B_m correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérents aux multiples trajets. 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 [1] [4].

I.3.6 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. Cependant, en comparant le retard de propagation global des trajets multiples du signal émis avec la période symbole, nous pouvons classer les canaux en deux types : les canaux sélectifs en fréquence et les canaux non sélectifs en fréquence (Figure I. 4).

I.3.7 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 (Figure I. 5).

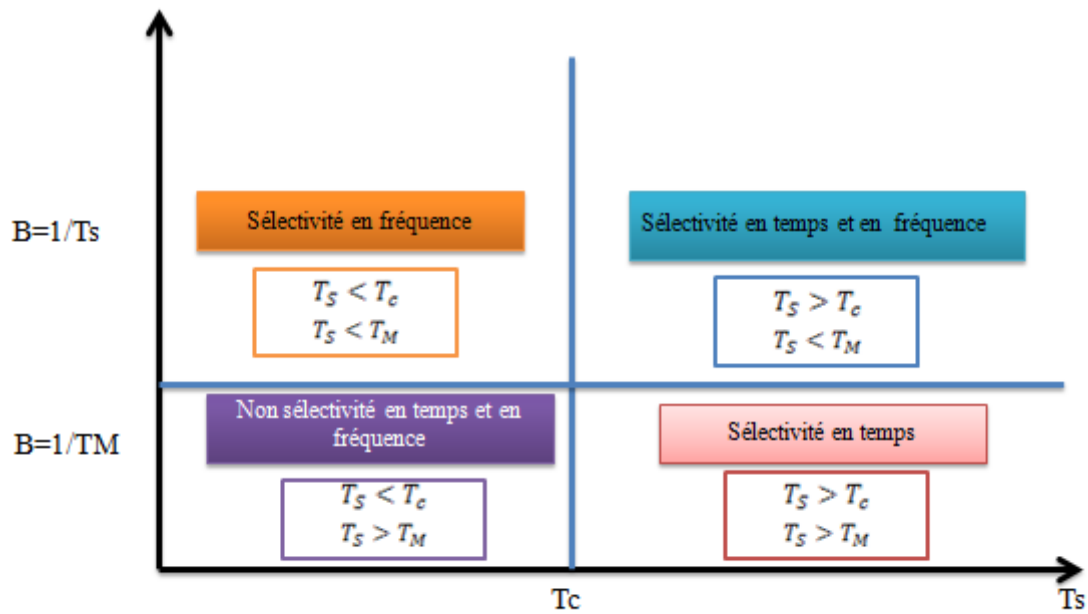


Figure I. 4 : Différentes sélectivités du canal.

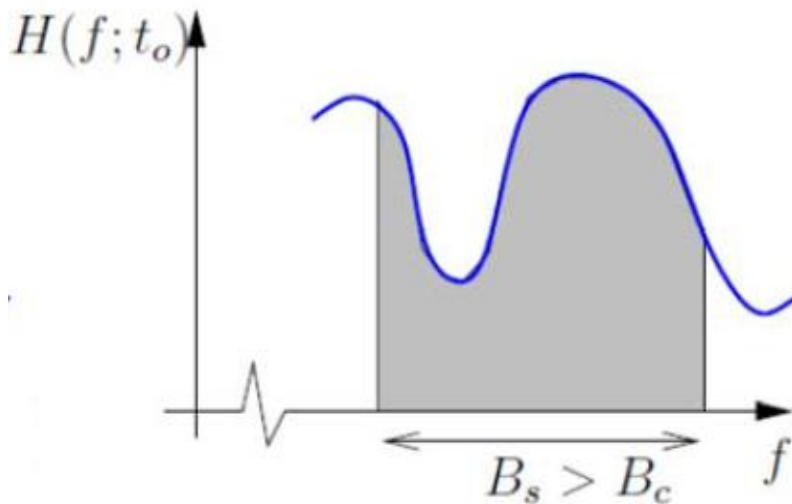


Figure I. 5 : Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence

I.3.8 Canal non sélectif en fréquence

Cette fois-ci, si la bande du signal est très petite par rapport à la bande cohérente, alors le canal est dit non sélectif en fréquence. 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. La nature des atténuations vues des différentes antennes de réception, dans ce cas, sont supposées indépendantes et suivent une loi de Rayleigh.

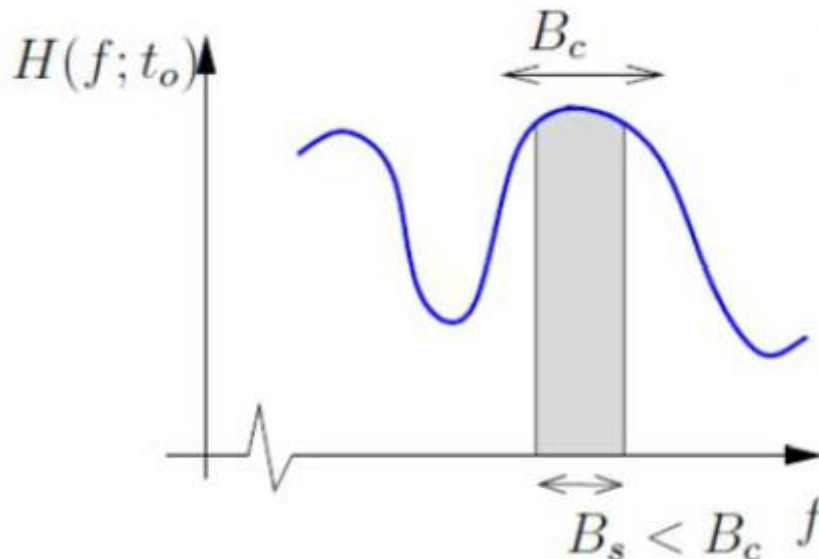


Figure I. 6 : Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence.

I.3.9 Notion de diversité

Afin de réduire l'effet d'évanouissement des multi-trajets et d'améliorer la fiabilité de la transmission sans fils, sans pour autant augmenter la puissance d'émission ou sacrifier de la largeur de bande, des techniques de diversités sont largement exploitées [5]. Il serait alors intéressant d'envoyer un même signal sur des canaux indépendants pour s'assurer de récupérer au mieux le signal transmis lors de la réception. Plus le nombre des canaux indépendants augmente, plus la probabilité que tous les canaux indépendants subissent des évanouissements profonds diminue, cette propriété correspond à la notion de diversité [6].

La diversité consiste à envoyer plusieurs répliques d'une même information sur des canaux indépendants pour pouvoir combattre l'évanouissement. L'ordre de diversité d est défini comme le nombre de répliques indépendantes dont dispose le récepteur. On montre que la probabilité d'erreur à fort rapport signal à bruit décroît exponentiellement avec d . On a alors intérêt à maximiser l'ordre de diversité tout en conservant le même débit de transmission. De plus, il faut distinguer la diversité physique apportée par le canal de transmission, de la technique utilisée pour exploiter cette diversité par le système émission/réception.

Un certain nombre de techniques de diversité sont utilisées, dans le but d'obtenir les performances voulues [7]. En fonction du domaine pour lequel la diversité est utilisée, nous décrivons ces différentes techniques brièvement dans la section suivante.

I.3.9.1 Diversité temporelle

La diversité temporelle, la plus simple à mettre en œuvre, peut être obtenue en émettant des messages identiques pendant différents intervalles de temps. Cette diversité permet de transmettre plusieurs répliques de la même information lors d'instantanés différents. Ce type de diversité peut être exploité dans le cas des canaux à évanouissement rapide [7].

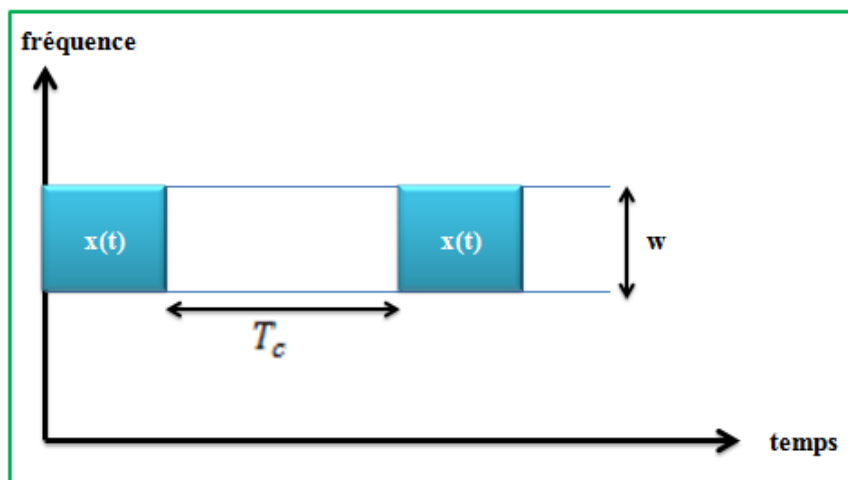


Figure I. 7 : Transmission sur plusieurs intervalles temporels.

I.3.9.2 Diversité de parcours

Lorsque la largeur de bande du signal est plus grande que la largeur de bande cohérente du canal nous utilisons la diversité de parcours. Elle est due à la présence de canaux multi-trajets à partir desquels le récepteur peut tirer profit pour obtenir un gain en diversité [7].

I.3.9.3 Diversité fréquentielle

Ce type de diversité peut être obtenu lorsque le canal est sélectif en fréquence. Pour cela, l'émetteur envoie le même signal sur des fréquences différentes. Cette technique permet d'obtenir un gain de diversité à condition de séparer les différentes fréquences utilisées d'au moins la bande cohérente du canal tout en respectant la bande de fréquence disponible [7]. Cette diversité est le fondement des techniques de d'étalement de spectre ou multi-porteuses.

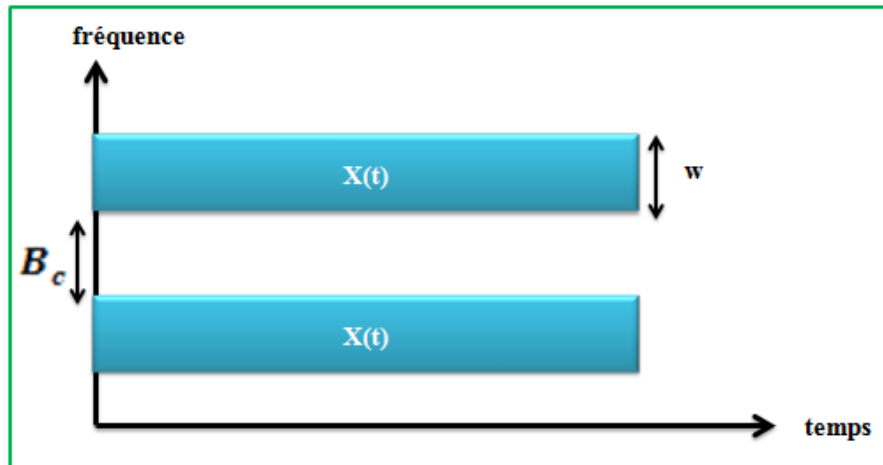


Figure I. 8 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels

I.3.9.4 Diversité spatiale

Connue aussi sous le nom de diversité d'antennes. Consiste à utiliser plusieurs antennes à l'émission et/ou à la réception adéquatement espacées pour que l'onde transmise subisse un évanouissement indépendant. Pour ce faire, les antennes ne doivent pas être trop proches pour que les signaux ne soient pas corrélés. Ces antennes doivent être séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence [8], qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant un évanouissement indépendant et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi trajets. Cette distance de cohérence est liée à la hauteur de l'antenne d'une station de base par exemple [9]. Elle dépend de la longueur d'onde et diffère entre les antennes émettrices et réceptrices. Contrairement aux techniques de diversité temporelle et fréquentielle, la diversité spatiale n'introduit aucune perte d'efficacité spectrale. Cette propriété est très intéressante pour les futurs systèmes de communication sans fils haut débit [5].

Il existe plusieurs techniques (autres que la répétition) pour exploiter la diversité présentée par le canal. En effet, les techniques de codage, qui seront détaillées dans le chapitre suivant, peuvent être utilisées afin d'exploiter cette diversité en transmission et/ou en réception. Le codage peut se faire à plusieurs niveaux, cependant il est possible de distinguer deux grandes catégories [7] :

- Le codage du canal numérique a pour but de transformer la séquence d'information utile en une séquence discrète nommée mot de code, il peut être binaire ou non binaire. Le défi du codage de l'information numérique est de réussir à bien récupérer l'information à la réception, le moins possible affectée par les bruits du canal de transmission [10].

- Le codage espace-temps est associé aux systèmes MIMO. Il consiste à exploiter la diversité spatiale et/ou temporelle en introduisant dans le domaine spatial et temporel de la redondance ou de la corrélation entre les symboles transmis. L'intérêt des systèmes MIMO est justement qu'ils apportent une dimension supplémentaire (spatiale) au système de transmission.

I. 3. Introduction aux systèmes multi-antennaires

La saturation des ressources radiofréquences dans les lieux de forte population et la pénalisation des transmissions via le canal radio-mobile par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles ont motivées l'apparition des techniques MIMO. L'utilisation de ces techniques peut servir à améliorer la fiabilité de transmission en réduisant la probabilité d'erreur (gain en diversité) et à augmenter le débit de transmission (gain de multiplexage).

Partant du point de vue de la théorie de l'information, deux chercheurs des laboratoires Bell, Foschini [11] et Teletar [12] ont indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices. Ces découvertes sont à l'origine des systèmes MIMO qui consiste à compléter la dimension temporelle (naturelle) d'une transmission par une dimension spatiale en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Les systèmes MIMO permet à la fois une augmentation du débit et un gain de diversité [2]. Ils sont très efficaces car ils peuvent utiliser toutes les techniques des transmissions SISO, en plus des techniques qui leurs sont propres. Les systèmes SISO emploient deux techniques de diversité : la diversité temporelle et la diversité fréquentielle alors que les systèmes MIMO peuvent adopter ces deux formes de diversité en plus de la diversité spatiale.

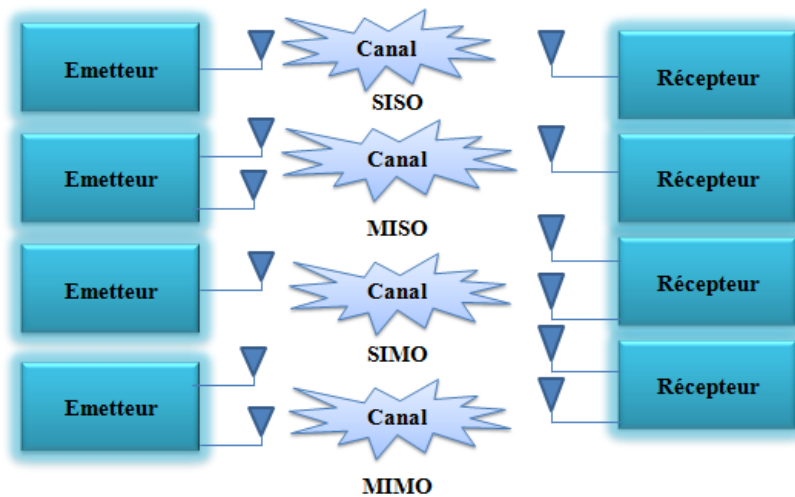


Figure I. 9 : Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO.

I.3.10 Présentation des systèmes MIMO

Nous considérons un système MIMO non sélectif en fréquence, composé de n_t antennes d'émission et n_r antennes de réception comme présenté sur la Figure I. 10. Chaque antenne de réception reçoit les signaux qui lui sont transmis par toutes les antennes d'émission :

$$y_i = \sum_{j=0}^{N_t-1} h_{ij} + w_i \quad (\text{I. 1})$$

Où h_{ij} représente l'évanouissement qui caractérise la liaison entre la i -ème antenne de réception et la j -ème antenne d'émission. w_i est un bruit blanc additif gaussien de moyennes nulles. Ce modèle ne représente pas la dimension temporelle du canal. Le canal de transmission est défini par la matrice de canal MIMO H de taille $n_t \times n_r$ [7] :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1n_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r 1} & \dots & h_{n_r n_t} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 2})$$

Ainsi, le modèle de transmission s'exprime sous forme matricielle de la manière suivante [6] :

$$y = H \cdot x + w \quad (\text{I. 3})$$

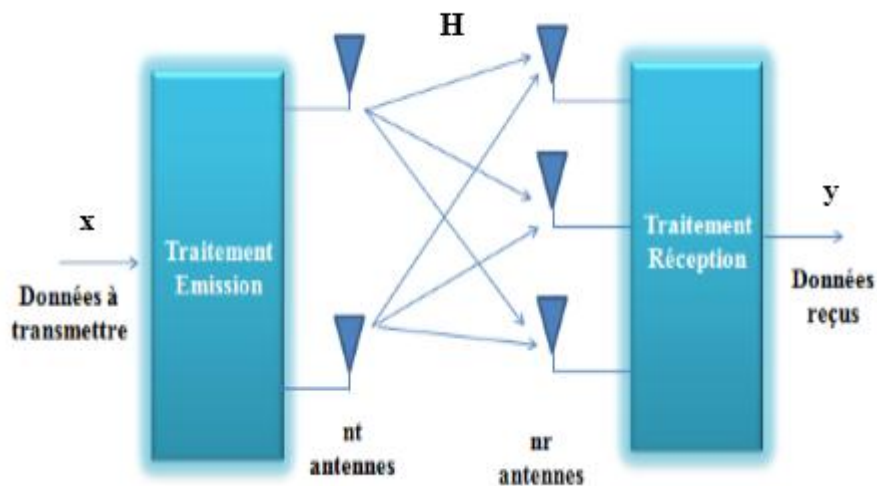


Figure I. 10 : Système MIMO.

Tel que :

$$y = [y_1, \dots, y_{n_r}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1} \quad (\text{I. 4})$$

$$x = [x_1, \dots, x_{n_t}]^T \in \mathbb{C}^{n_t \times 1} \quad (\text{I. 5})$$

$$w = [w_1, \dots, w_{n_r}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1} \quad (\text{I. 6})$$

Où y et x représentent respectivement les vecteurs des symboles reçus et transmis, et w représente le vecteur de bruit blanc gaussien. Les canaux MIMO sont caractérisés par leur pouvoir de traiter simultanément différents signaux au niveau spatial. Cela présente deux avantages importants, à savoir la diversité des antennes et le multiplexage spatial.

I.3.11 Modélisation de canal MIMO

Lorsque l'étalement des retards dans le canal est important au regard de la durée du temps symbole du système de communication MIMO, ce qui correspond au cas du canal sélectif en fréquence, les réponses impulsionnelles du canal sont représentées par quelques échantillons caractérisant les K trajets principaux de propagation. La matrice des réponses impulsionnelles notées $H(\tau)$ s'exprime comme la somme de K matrices de canal H_k décalées chacune d'un retard τ_k comme l'indique l'équation (I. 7) :

$$H(\tau) = \sum_{k=1}^K H_k \cdot \delta(\tau - \tau_k) \quad (\text{I. 7})$$

Ou $H(\tau)$ est la matrice de canal ($n_r * n_t$) modélisant le canal caractérisé par K trajets principaux et H_k est la matrice ($n_r * n_t$) des coefficients complexes à l'instant τ_k telle que :

$$H_K = \begin{bmatrix} h_{11}^k & h_{12}^k & \dots & h_{1n_t}^k \\ h_{21}^k & h_{22}^k & \dots & h_{2n_t}^k \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{n_r1}^k & h_{n_r2}^k & \dots & h_{n_r n_t}^k \end{bmatrix} \quad (\text{I. 8})$$

Cette représentation du canal correspond à un modèle de type ligne à retard ou les coefficients d'atténuation sont les matrices H_k [14]. La Figure I. 11 illustre cette notation et montre que le canal peut être représenté par une matrice à trois dimensions ($n_r \times n_t \times K$) lors d'une implémentation dans une chaîne de simulation par exemple.

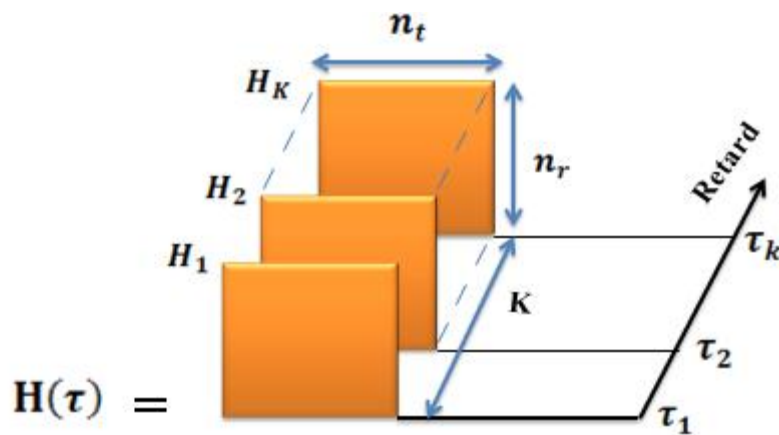


Figure I. 11 : Canal MIMO en présence de plusieurs trajets principaux.

Le signal reçu $y(\tau)$ s'exprime selon (I. 1) par :

$$y(\tau) = \sum_{K=1}^K H_K \cdot e(\tau - \tau_K) + b(\tau) \quad (\text{I. 9})$$

Si le canal est non sélectif en fréquence, le canal MIMO est parfaitement décrit par une matrice de canal $H = H_1$ de dimension ($n_r * n_t$) contenant des coefficients complexes variant au court du temps. En supposant que le canal soit quasi-statique, c'est-à-dire invariant durant

l'émission d'une salve de N symboles, le signal reçu relatif à cette salve peut s'écrire de façon matricielle de la même manière qu'en (I. 3) [13].

En général afin de définir sans ambiguïté le rapport signal sur bruit ρ du système MIMO, la normalisation en puissance des différents signaux est réalisée. De plus, pour les canaux caractérisés expérimentalement, seules les variations rapides du signal reçu sont incluses dans la matrice H .

- La puissance totale du signal émis x est fixée à 1 (watt).
- La puissance du bruit w est fixée à 1 (watt).
- Le rapport signal sur bruit ρ correspond à la moyenne des rapports signal sur bruit observés sur l'ensemble des antennes au récepteur.

Cette normalisation des grandeurs permet de comparer aisément des systèmes SISO et MIMO dont les nombres d'antennes diffèrent. Le fait de fixer le rapport signal sur bruit ρ permet de comparer des systèmes possédants la même puissance émise totale et la même densité spectrale de puissance de bruit sur chaque antenne de réception.

L'équation régissant le système MIMO à partir des grandeurs normalisées s'écrit :

$$y = \sqrt{\rho}Hx + w \quad (\text{I. 10})$$

Le système MIMO ainsi normalisé est représenté par la Figure I. 12.

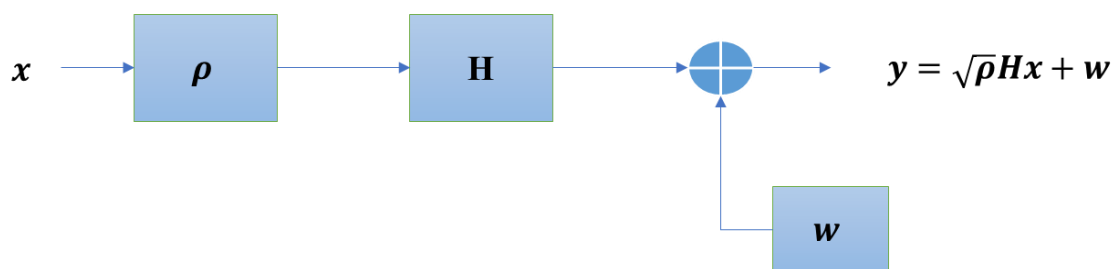


Figure I. 12 : Représentation normalisée du canal MIMO adoptée.

I.3.12 Décomposition du canal en canaux propres

La diagonalisation de la matrice de canal H permet d'exprimer le canal comme la superposition de plusieurs canaux 'propres' décorrélés. En effet, il a été démontré que le canal de propagation est constitué de la superposition de plusieurs sous canaux indépendants transportant chacun une fraction du signal transmis. Le canal MIMO apparaît alors comme une application linéaire du signal émis x vers le signal reçu y .

La décomposition en valeurs singulières de la matrice H permet de diagonaliser le système d'équation (I. 10). Dans la suite nous utilisons le terme SVD qui désigne la décomposition en valeurs singulières. Cette décomposition permet de diagonaliser la matrice H de dimension $(n_r * n_t)$ [14].

$$H = U \cdot \Lambda \cdot V^H \quad (\text{I. 11})$$

La matrice diagonale Λ de dimension $(n_r * n_t)$ contient les n valeurs singulières réelles positives ou nulles $\lambda_i^{1/2}$ de la matrice H, ou λ_i sont les valeurs propres de la matrice résultant du produit $H \cdot H^H$. Les matrices U et V sont des matrices unitaires, vérifiant :

$$V \cdot V^H = I_{n_t} \quad (\text{I. 12})$$

$$U \cdot U^H = I_{n_r} \quad (\text{I. 13})$$

Le nombre r de valeurs singulières non nulles correspond au rang n de la matrice H.

$$\Lambda = \text{diag} \left(\lambda_1^{\frac{1}{2}}, \lambda_2^{\frac{1}{2}}, \dots, \lambda_n^{\frac{1}{2}} \right) \quad (\text{I. 14})$$

Avec :

$$\lambda_1^{\frac{1}{2}} \geq \lambda_2^{\frac{1}{2}} \geq \dots \geq \lambda_n^{\frac{1}{2}} \geq 0 \quad \text{et} \quad n = \min(n_r * n_t). \quad (\text{I. 15})$$

De façon équivalente, les coefficients du canal h_{ij} s'expriment comme la somme de r canaux indépendants tel que :

$$h_{ij} = \sum_{k=1}^r \lambda_k^{\frac{1}{2}} \cdot U_{ik} \cdot V_{jk}^* \quad (\text{I. 16})$$

Comme l'illustre la Figure I. 13, Cette décomposition du canal en valeurs singulières permet d'assimiler le canal de propagation, constitué de $n_r \times n_t$ canaux plus ou moins corrélés, à n canaux totalement décorrélés de coefficients de transfert $\lambda_i^{1/2}$. La valeur de ces coefficients dépend du degré de corrélation et du rang de la matrice de canal H. Ces valeurs singulières tendent vers zéro lorsque la corrélation entre les trajets augmente. Dans la mesure où la SVD fournit une représentation équivalente du canal H, les coefficients de transfert du canal (λ_k ou h_{ij} selon la représentation choisie) conservent la même puissance totale [14].

$$\sum_{k=1}^r \lambda_k = \|H\|_F^2 = \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_T} |h_{ij}|^2 \quad (\text{I. 17})$$

Cette décomposition montre qu'au plus r antennes reçoivent un signal, les autres antennes ($r + 1$ à n) associées à des valeurs singulières nulles ne reçoivent que du bruit. Aussi, dans cette représentation équivalente, le nombre effectif d'antennes recevant un signal se limite à r qui est lui-même inférieur ou égal au minimum du nombre d'antennes d'émission et de réception ($r \leq \min(n_r, n_t)$) [13].

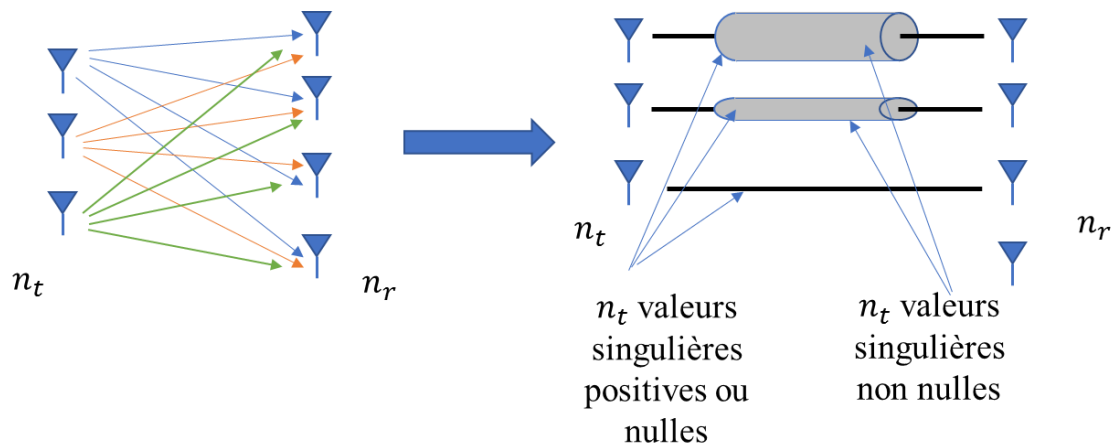


Figure I. 13 : Décomposition d'un canal de propagation MIMO en canaux indépendants par décomposition en valeurs singulières (à gauche : représentation classique en canaux corrélés, à droite : représentation en canaux découplés).

I.3.13 La corrélation

Un des éléments clés affectant les performances d'un canal MIMO est le positionnement des antennes. En effet, et en particulier pour les systèmes de faible encombrement, nous ne pouvons pas disposer les antennes de manière aléatoire sans prendre le risque d'avoir des liens MIMO fortement corrélés [11], où la corrélation traduit le degré de ressemblance moyenne entre les signaux. En effet, elle conditionne la diversité spatiale pouvant être récupérée par les antennes multiples, 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 [1] :

$$\text{cor}(h_1, h_2) = E[h_1 \cdot h_2^*] \quad (\text{I. 18})$$

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.3.14 Canaux MIMO considérés

Il existe dans la littérature de nombreux modèles permettant de prédire le comportement des différents phénomènes du canal radio mobile. Ces modèles peuvent être classés selon plusieurs critères. Ils peuvent par exemple être identifiés suivant le type de variations qu'ils modélisent. C'est cette classification qui est généralement adoptée dans le domaine des communications numériques [2]. Dans cette section, nous ne nous intéressons qu'aux modèles considérés dans les travaux de cette thèse bien qu'il en existe d'autres dans la littérature.

I.3.14.1 Canal à bruit additif blanc gaussien

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmission numérique, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG). Physiquement ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Habituellement, ce bruit est statistiquement caractérisé comme un processus gaussien. Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur [18]. Quand le signal subit une atténuation par le canal, le signal reçu devient :

$$y(t) = x(t) + w(t) \quad (\text{I. 19})$$

Où $w(t)$ représente la BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_v^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $\phi_{vv} = \frac{N_0}{2}$. La densité de probabilité conditionnelle de r est donnée par l'expression :

$$P(y|x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(y-x)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (\text{I. 20})$$

I.3.14.2 Canal de Rayleigh

Le canal de Rayleigh modélise à l'aide de la distribution de Rayleigh les variations rapides de l'amplitude du signal reçu. Lorsque le signal reçu y est la somme d'un grand nombre de trajets d'amplitudes $|y_i|$ faibles et de même ordre de grandeur, et que la valeur de la phase φ_i de chaque trajet est uniformément répartie sur l'intervalle $[-\pi, \pi]$, on peut alors considérer la densité de probabilité (DDP) de la somme des trajets reçus comme une gaussienne.

En effet, les valeurs d'amplitude et de phase représentent les réalisations de deux variables aléatoires gaussiennes indépendantes. En conséquence, d'après le théorème central limite, la DDP de la somme des variables y_i est aussi gaussienne. Dans une transmission réelle, ces conditions sont souvent vérifiées lors d'une communication sans visibilité directe (NLOS : non line of sight) dans un environnement de propagation riche en multi-trajets. Dans de telles conditions, l'amplitude z du signal reçu y est décrite par la DDP de Rayleigh [1] :

$$P_2(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{I. 21})$$

I.3.15 Capacité des systèmes 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. Dans les années 90, Foschini [11] et Telatar [12] ont démontré que la capacité du canal MIMO (décrite dans l'équation (I.20)) dépasse la capacité de Shannon et augmente linéairement avec le nombre d'antennes [15], 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 termes 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. Dans la suite, le canal sera décrit par la capacité instantanée donnée par :

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{n_r} + \frac{p}{n_t} \cdot H \cdot H^* \right] \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{I. 22})$$

Où I_{n_r} présente la matrice unité et H présente la matrice du canal MIMO de taille $n_t \times n_r$.

La Figure I. 14 présente la capacité du canal MIMO en fonction du SNR pour différentes valeurs du nombre d'antenne en émission et en réception.

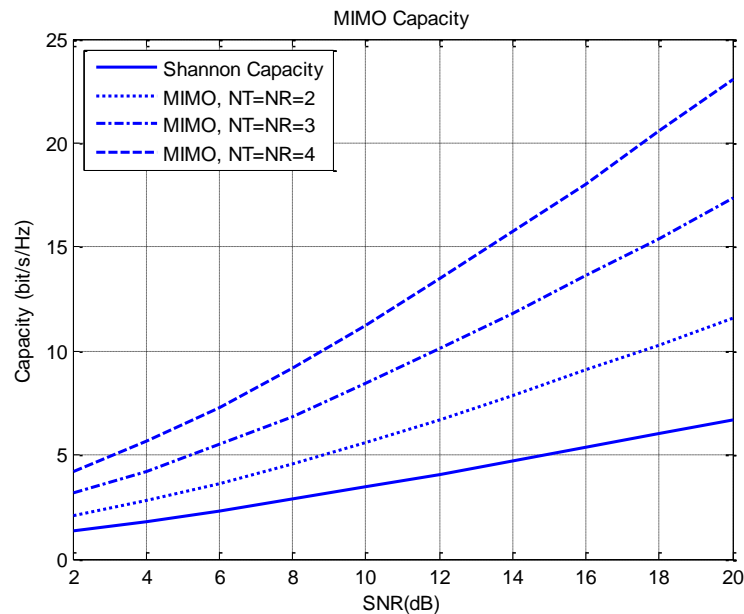


Figure I. 14 : Capacité de systèmes MIMO.

I.3.1 Algorithmes d'émissions associés aux systèmes MIMO

Les techniques de traitements associés aux systèmes MIMO peuvent être séparées suivant la connaissance de l'état du canal ou 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 systèmes MIMO à boucle fermée.

I.3.1.1 Systèmes MIMO à boucle ouverte

On désigne par systèmes MIMO en boucle ouverte (OL-MIMO), les systèmes considérant uniquement la CSI du côté du récepteur (Rx-CSI). Ce groupe de systèmes MIMO peut être décomposé en trois sous-groupes, nous les décrivons dans les sections suivantes.

a. Multiplexage spatial

Dans un système MIMO où les coefficients d'évanouissement entre les différentes antennes émettrices et réceptrices sont indépendants, la technique dite de multiplexage spatial (Spatial Multiplexing) peut être mise en œuvre. Le multiplexage spatial consiste à diviser la séquence de données en plusieurs flux ou trames et à les transmettre sur des canaux indépendants en espace. Le système transmet alors M flux en un seul intervalle de temps. Ainsi,

le but est d'augmenter le débit d'information par rapport à un système SISO (Single Input Single Output). L'objectif de ce type de technique est de réaliser M liaisons SISO.

L'information à transmettre est divisée selon le nombre d'antennes émettrices avec un codage canal. Il est à noter que selon cette technique les antennes rayonnent d'une manière aveugle sans aucune préférence de direction particulière. Techniquement, pour séparer les différents systèmes dans un contexte SISO, on évite d'utiliser le même spectre fréquentiel pour ne pas créer de l'interférence co-canal. Grâce à la décorrélation des signaux apportés en réception par le canal multi-trajets, les différents signaux reçus peuvent être séparés. On crée alors des sous-canaux opérant en parallèle. Le multiplexage spatial a été introduit sous le nom de BLAST (Bell Labs Layered Space-Time). Bien qu'il existe différentes versions de cette technique [2], la version la plus populaire est le V-BLAST (Vertical BLAST) présentée par Foschini et al. dans [3],[4] et [5].

Aucun codage spatio-temporel n'étant effectué entre les symboles à l'émission, les techniques de multiplexage spatial ne bénéficient que de la diversité de réception. Afin de bénéficier de la diversité en émission, de la redondance peut être insérée à l'émission, on parle donc de codage espace-temps. L'ajout de redondance ne permet pas directement l'augmentation du débit, mais l'amélioration de la transmission par l'exploitation de la diversité. Le système pourra dans ce cas ainsi utiliser des modulations d'ordre plus élevé permettant ainsi une augmentation de l'efficacité spectrale atteignable à un rapport signal à bruit donné [7].

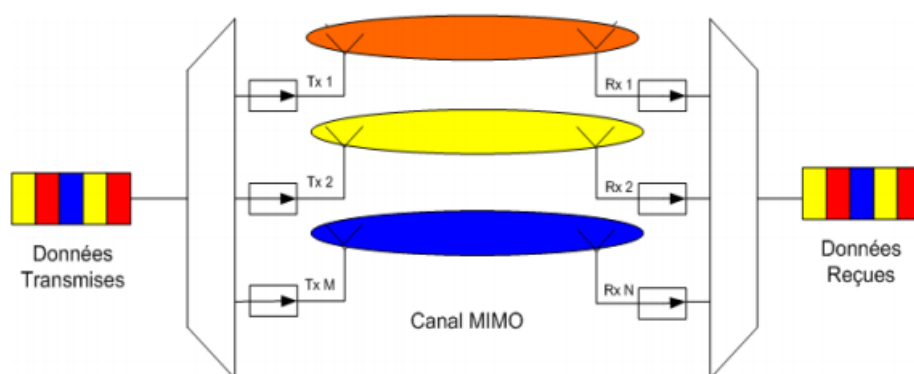


Figure I. 15 : Principe de multiplexage spatial.

b. Codage temps-espace (STC)

Le codage temps-espace est utilisé dans les communications sans fil pour transmettre simultanément un flux de données unique sur plusieurs antennes d'émission à des instants

différents. L'objectif de ce codage est d'exploiter les différentes versions reçues de données afin d'améliorer la fiabilité de leur transfert. Les codes temps-espace peuvent être divisés en deux catégories : les codes temps-espace en blocs (STBC) et les codes temps-espace en treillis (STTC). La Figure I. 16 présente l'arborescence de la famille des codes temps-espace.

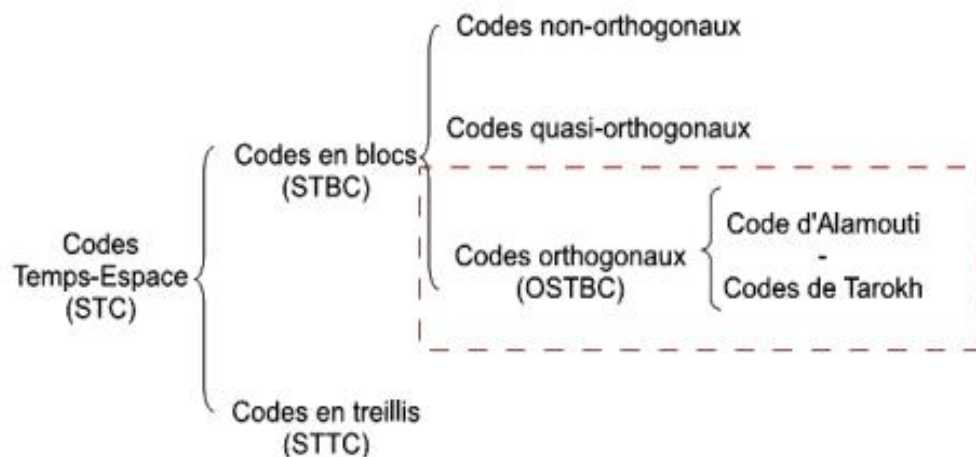


Figure I. 16 : Famille des codes temps-espace.

1. Les codes *temps-espace en treillis (STTC)*

Les codes temps-espace en treillis (STTC) ont été découverts par Vahid Tarokh et al [16]. Les codes STTC [8], [9] servent simultanément pour le codage de canal et le gain en diversité.

Ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques [11] au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Si le code est bien construit, on peut ajouter à l'avantage évident de diversité un gain de codage loin d'être négligeable. Le STTC crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de n_t polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. La Figure I. 17 propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $n_t = 2$.

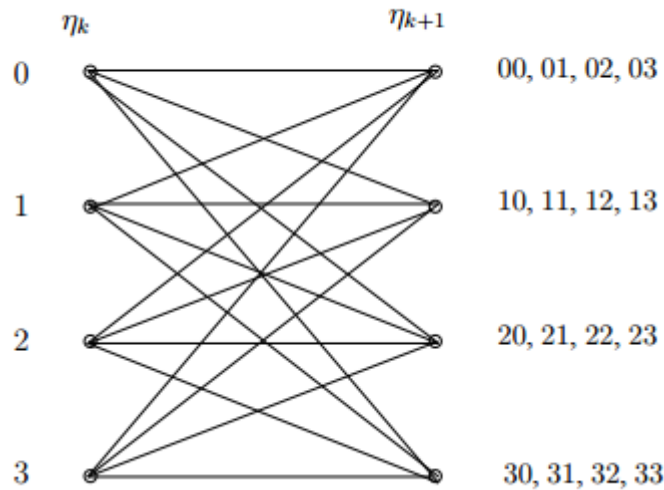


Figure I. 17 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $n_t=2$ émetteurs et une modulation MDP-4.

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

n_k représente l'état du treillis à l'instant k et par conséquent l'état suivant est noté n_{k+1} . Considérons que le treillis est à l'état initial $n_k = 0$, 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 $n_{k+1} = 3$. Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants.

Dans notre cas ($n_k = 0$ et $n_{k+1} = 3$) le doublet à la sortie du codeur est donc 30 (3 sur la première antenne et 0 sur la seconde). Ces symboles sont alors mis en forme par la MDP-4 avant l'émission par leur antenne respective.

Il est intéressant de noter les similitudes et les différences entre les modulations codées à treillis multiple (MCTM) et les CSTT. Dans les CSTT, les symboles associés à une branche du treillis sont répartis dans l'espace (les antennes), alors qu'ils sont répartis dans le temps pour les MCTM. En considérant le même alphabet, l'efficacité spectrale des CSTT est donc n_t fois plus grande que celle des MCTM. De plus, contrairement aux MCTM qui nécessitent un entrelaceur pour créer un canal sans mémoire, les symboles transmis par les STTC sont naturellement décorrélés (ou très légèrement corrélés) grâce à la séparation physique des antennes. La réception est basée sur l'estimation des coefficients d'évanouissement du canal et un algorithme de décodage parmi ceux que nous présentons dans la section I.3.7.2 [12]. Toutefois, la complexité du décodeurs STTC augmente d'une manière exponentielle.

2. *Le code temps-espace en blocs (STBC)*

Le code temps-espace en blocs (STBC) est une stratégie de transmission d'un flux de données dans un système MIMO exploitant la diversité spatiale. Ce type de codage se base principalement sur trois proches :

- Les codes temps- espace en blocs orthogonaux (Orthogonal Space–Time Block Codes (O-STBC),
- les codes temps-espace en blocs non-orthogonaux (Non Orthogonal Space–Time Block Codes (NO-STBC)) et,
- les codes temps-espace en blocs quasi-orthogonaux (Quasi-orthogonal Space–Time Block Codes (Q-STBC)) qui appartiennent à la classe des NO-STBC.

Dans le contexte de cette thèse nous nous intéressons aux codes O-STBC. Cette approche de codage STBC sera détaillée par la suite.

Les signaux qui sont codés avec l'O-STBC sont orthogonaux les uns aux autres. Cette orthogonalité réduit dès lors l'interférence entre les différents signaux transmis et améliore la performance du récepteur qui distingue les différents signaux reçus. Les codes (O-STBC) offrent par ailleurs une faible complexité de décodage et ils sont souvent préférés aux codes en treillis, présentés précédemment, qui sont plus performants mais plus complexes [11].

Du point de vue historique, le premier schéma STBC, le plus simple qui existe, a été proposé par S.M. Alamouti [13]. Comme l'illustre la Figure I. 18. Alamouti a présenté deux systèmes de transmissions dotés d'une diversité de deux antennes en émission en considérant les cas d'un et de deux antennes en réception. Les résultats des travaux d'Alamouti ont été très exploités et introduites dans des standards de réseaux mobiles comme le W-CDMA et le CDMA-2000. On s'est servi de son schéma comme référence pour procéder à la généralisation au cas beaucoup plus complexes de plusieurs antennes et même pour proposer une transmission différentielle adaptée [14]. Vu son l'importance ce type de codage STBC sera présenté à part.

c. Code Alamouti

En cherchant à résoudre le problème de la complexité de décodage pour les STTC, Alamouti a découvert une technique de transmission utilisant deux antennes à l'émission et permettant un décodage au sens du maximum de vraisemblance linéaire. La Figure I. 18 montre le principe de fonctionnement de cette technique de transmission [15].

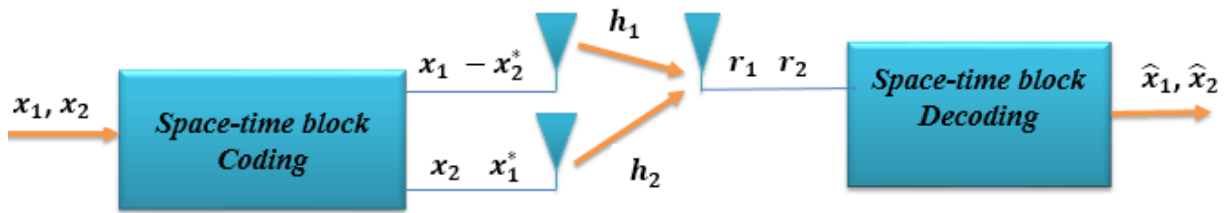


Figure I. 18 : Schéma d'Alamouti ($n_r = 1$)

La technique de transmission proposée par Alamouti dans [13], est une méthode simple pour exploiter la diversité temps-espace, en utilisant une construction à deux antennes d'émission et n_r antennes de réception. Les symboles d'information, traités par pair, engendrent quatre symboles répartis par couple sur chaque antenne. Chaque antenne envoie l'un après l'autre, les deux symboles codés qui lui sont fournis. Afin d'obtenir les symboles orthogonaux entre les antennes, la première antenne envoie les symboles d'informations de façon systématique et la deuxième antenne envoie ces symboles conjugués, dans l'ordre inverse, avec l'un des deux inversés. Cette opération de codage est résumée dans le Tableau I. 1.

Tableau I. 1 : Schéma d'Alamouti.

| Temps | Antenne 1 | Antenne 2 |
|----------|------------|---------------|
| $2p$ | x_{2p} | $-x_{2p+1}^*$ |
| $2p + 1$ | x_{2p+1} | x_{2p}^* |

L'indice p indique le numéro de bloc STBC d'Alamouti (ASTBC). x_{2p} et x_{2p+1} sont les symboles d'information à transmettre. Les symboles transmis par chaque antenne se propagent suivant des chemins différents avant d'arriver sur les antennes de réception. Afin de faciliter la démonstration, on considère que le chemin ne change pas pendant la transmission d'un bloc STBC et qu'il peut être modélisé par un canal de Rayleigh à évanouissement. On a alors $2 \times n_r$ canaux de propagation pour un récepteur disposant de n_r antennes. Les symboles envoyés subissent l'influence d'un bruit additif blanc Gaussien (AWGN) de moyenne nulle et de variance σ^2 , ce qui permet d'écrire le signal reçu, pendant deux intervalles de temps symbole, sur l'antenne de réception j sous la forme :

$$y_{j,2p} = x_{2p} \cdot h_{j,1} - x_{2p+1} \cdot h_{j,2} + n_{2p} \quad (\text{I. 23})$$

$$y_{j,2p+1} = x_{2p+1} \cdot h_{j,1} - x_{2p} \cdot h_{j,2} + n_{2p+1} \quad (\text{I. 24})$$

Les équations (I. 23) et (I. 24) peuvent être écrites sous la forme matricielle :

$$y_j = \begin{bmatrix} y_{j,2p} \\ y_{j,2p+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{j,1} & h_{j,2} \\ h_{j,2} & h_{j,1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{2p} \\ x_{2p+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{2p} \\ n_{2p+1} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 25})$$

$$y_j = H \cdot x + n \quad (\text{I. 26})$$

En développant, on trouve :

$$\begin{aligned} H^H \cdot y_j &= H^H \cdot H \cdot x + n \\ &= \rho \cdot I \cdot x + n \end{aligned} \quad (\text{I. 27})$$

où $(.)^H$ est la transposée conjuguée de la matrice et :

$$\rho = |h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2 \quad (\text{I. 28})$$

Si on considère que le récepteur a parfaitement estimé le canal, H est alors connu. On peut donc procéder à la détection de maximum de vraisemblance.

$$\hat{x} = \underset{x \in \Omega^2}{\operatorname{argmin}} \left(\sum_{i=1}^{n_r} \|\hat{y}_i - \rho \cdot x\|^2 \right) \quad (\text{I. 29})$$

Avec

$$\hat{y}_i = H^H \cdot y_j \quad (\text{I. 30})$$

Le fait que x_{2p} et x_{2p+1} soient indépendants entre eux, fait qu'on peut chercher séparément le minimum de chacun des symboles, en calculant :

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} x_{2p} \\ x_{2p+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underset{x \in \Omega}{\operatorname{argmin}} \left(\sum_{i=1}^{n_r} |\hat{y}_{i,2p} - \rho \cdot x|^2 \right) \\ \underset{x \in \Omega}{\operatorname{argmin}} \left(\sum_{i=1}^{n_r} |\hat{y}_{i,2p+1} - \rho \cdot x|^2 \right) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 31})$$

On réduit ainsi la complexité de $|\Omega|^2$ à $2 \times |\Omega|$.

1. Généralisation du code d'Alamouti

Le code d'Alamouti n'est adapté qu'aux systèmes possédant deux antennes à l'émission. Tarokh et al [17] ont généralisé les OSTBC quel que soit n_t . Le principe est de considérer un train de N_s symboles à transmettre que le code transmettra par salves successives sur N_p périodes symboles et les vecteurs émis doivent être orthogonaux. Le code généré est une matrice dont les deux dimensions sont l'espace et le temps $[n_t \times N_p]$. Ensuite, le récepteur recombine les échantillons reçus après estimation du canal et obtient des signaux ne dépendant que d'un seul symbole émis Figure I. 19. Ainsi, les estimations des symboles sont découplées.

Le principe proposé est simple et est très facile à mettre en place : le compromis entre les performances (TEB et débit) et la complexité (CSI à la réception seulement) est intéressant.

Il s'agit, dans le meilleur des cas, d'obtenir un code C avec un rendement le plus grand possible. Les solutions sont limitées et sont les suivantes :

- Un code d'Alamouti qui est le seule à obtenir un rendement $R = 1$,
- Un code OSTBC pour des modulations complexes et pour n'importe quelle valeur de n_t mais avec un rendement $R = 1/2$ [18],
- Un codes OSTBC pour $n_t = 3$ ou 4 avec un rendement $R = 3/4$:

$$C_3 = \begin{pmatrix} S_1 & -S_2^* & \frac{S_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{S_3^*}{\sqrt{2}} \\ S_2 & S_2^* & \frac{S_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{S_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{S_3}{\sqrt{2}} & \frac{S_3}{\sqrt{2}} & \frac{-S_1 - S_1^* + S_2 - S_2^*}{2} & \frac{-S_1 - S_1^* + S_2 - S_2^*}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I. 32})$$

$$C_4 = \begin{pmatrix} S_1 & -S_2^* & \frac{S_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{S_3^*}{\sqrt{2}} \\ S_2 & S_2^* & \frac{S_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{S_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{S_3}{\sqrt{2}} & \frac{S_3}{\sqrt{2}} & \frac{-S_1 - S_1^* + S_2 - S_2^*}{2} & \frac{-S_1 - S_1^* + S_2 - S_2^*}{2} \\ \frac{S_3}{\sqrt{2}} & -\frac{S_3}{\sqrt{2}} & \frac{-S_1 - S_1^* - S_2 - S_2^*}{2} & \frac{-S_1 - S_1^* - S_2 + S_2^*}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I. 33})$$

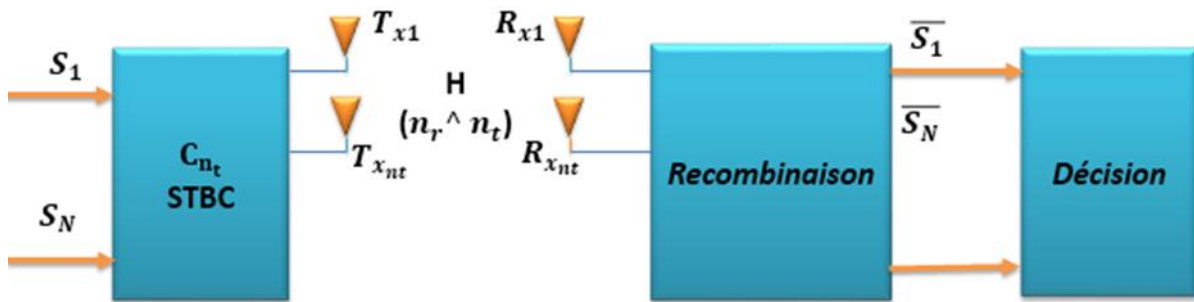


Figure I. 19 : Transmission MIMO utilisant des OSTBC

L'orthogonalité de ces codes associée à une recombinaison adéquate permet d'obtenir des signaux \hat{S}_i ne dépendant que du symbole S_i . Un système utilisant des OSTBC est équivalent à N_S transmissions SISO indépendantes. La force du code est d'obtenir un gain constant proportionnel à $\|H\|_F^2$ sans connaissance a priori et d'assurer un ordre de diversité maximal ($n_t \times n_r$). Le prix à payer est une baisse du débit avec un rendement $R \leq 1$ correspondant à une efficacité spectrale de $R \log_2(M)$ où M représente l'ordre de modulation [15].

I.3.1.2 Systèmes MIMO à boucle fermé

Bien que les systèmes MIMO permettent l'amélioration des performances, l'utilisation d'une connaissance sur les caractéristiques du canal au niveau émetteur constitue un avantage supplémentaire. La connaissance des caractéristiques du canal permet d'anticiper les éventuelles dégradations causées par la propagation. Dans le cas des algorithmes MIMO en boucle ouverte tels que le codage temps-espace et le multiplexage spatial, le canal est considéré connu uniquement au niveau du récepteur.

Les techniques de précodage sont des algorithmes qui prennent en compte l'information sur le canal au niveau émetteur, on parle alors d'algorithmes en boucle fermée (*closed loop*), afin d'adapter les paramètres de transmission au canal. De manière générale, le principe des

précodeurs consiste à combiner les symboles à émettre et à répartir la puissance sur les antennes selon une stratégie bien précise. Ces techniques sont décrites dans le deuxième chapitre II de cette thèse.

I.3.2 Algorithme de réception associées aux systèmes MIMO

Après avoir envoyé le signal sur chaque antenne d'émission à travers le canal H , le récepteur doit envisager des algorithmes de réception pour récupérer les symboles transmis. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (ZF) ou la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) et le maximum de vraisemblance (MV). Il existe d'autres récepteurs, avec des approches différentes, pour estimer les symboles émis dans les systèmes MIMO comme l'annulation successive d'interférences ordonnées communément dit V-BLAST [19], [20], [21]. Dans ce qui suit nous allons présenter quelques récepteurs.

I.3.2.1 Technique 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 :

$$\hat{x} = H^{-1} \cdot y \quad (\text{I. 34})$$

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles $(x_i)_{i=1\dots n_t}$ transmis dans le même canal [22].

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 H 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 :

$$\hat{x} = H^+ \cdot y = (H^*H)^{-1}H^* \cdot y \quad (\text{I. 35})$$

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

I.3.2.2 Minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM)

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

$$\hat{x} = \left(H^*H + \frac{n_t}{RSB} \right)^{-1} H^* \cdot y \quad (\text{I. 36})$$

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

I.3.2.3 Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV)

La détection MV est optimale dans le sens de la probabilité d'erreur minimale lorsque tous les vecteurs de données sont également susceptibles. Ce type de détecteur exploite pleinement la diversité disponible.

Nous pouvons exprimer le problème de la détection MV, de la Figure I. 20, comme la minimisation de la distance métrique Euclidienne carrée à un vecteur cible v sur un ensemble de recherche discret fini M-dimensionné :

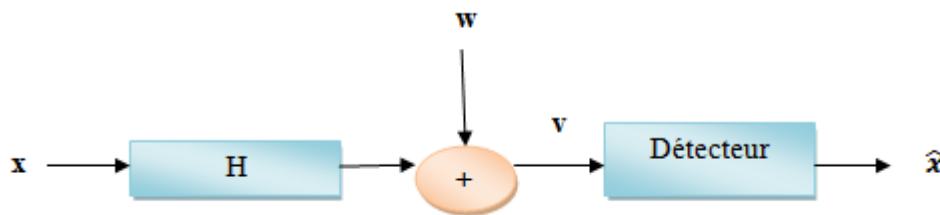


Figure I. 20 : Détection Maximum de Vraisemblance.

En supposant un bruit gaussien et un état de canal parfaitement connu côté récepteur, le récepteur MV donne les symboles estimés \hat{x} par la formule suivante :

$$\hat{x} = \arg_x \min \|y - Hx\|^2 \quad (\text{I. 37})$$

La recherche de la distance minimale s'effectue sur tous les mots de code x possibles. Il est important de noter que, si on note M la taille de la constellation, le récepteur doit calculer

les distances pour un ensemble de vecteurs possibles de taille M , et le temps de calcul devient vite prohibitif pour les constellations de grande taille, même pour un faible nombre d'antennes émettrices (par exemple, pour une QAM-64 et $n_t = 3$, le récepteur doit passer en revue 262 144 vecteurs différents) [23].

Par conséquent cette solution est très gourmande en calculs dont l'augmentation est exponentielle avec le nombre d'antennes à l'émission. Pour pallier le coût calculatoire trop important, l'algorithme de décodage par sphère permet d'obtenir des performances semblables en diminuant la charge de calculs [24]. Plusieurs travaux sont en cours pour améliorer encore cet algorithme [25], [26].

I.3.2.4 Annulations successives d'interférences ordonnées (V-BLAST)

Les trois récepteurs présentés jusqu'à présent présentent des avantages et des inconvénients : le MV est performant mais demande des calculs, le ZF est simple mais est sensible au bruit, et l'EQMM simple résiste mieux que le ZF au bruit mais n'élimine pas complètement les IES. C'est dans ce contexte que les laboratoires Bell ont développé l'algorithme Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time (V-BLAST) [26][27]. Il s'agit d'un égaliseur à retour de décision, adapté à la structure des systèmes MIMO qui peut utiliser soit le critère du forçage à zéro, soit le critère du MMSE.

Son principe est de démoduler le symbole le plus favorisé (possédant le meilleur TEB suivant le critère considéré) en premier. Sa contribution est ensuite estimée puis retranchée du vecteur y , les RSB des symboles restants sont alors améliorés. Cette étape est répétée jusqu'au dernier symbole, le moins favorisé. Ce récepteur est aussi noté dans la littérature OSIC (Ordered Successive Interference Cancellations).

Comme pour tous les égaliseurs à retour de décision, son principal inconvénient est la propagation des erreurs. Une fois qu'une mauvaise décision a été prise sur la valeur d'un symbole, une mauvaise contribution est retirée au vecteur y , ce qui entraîne que les symboles suivants seront presque certainement mal estimés. C'est la raison pour laquelle l'ordonnement est utilisé pour minimiser la propagation des erreurs.

I. 4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par présenter d'une manière très brève le modèle des systèmes de communications numériques. Notre attention s'est portée par la suite sur les phénomènes perturbant le signal ainsi que les modèles les plus souvent adoptés pour caractériser un canal radio mobile. Pour combattre ces phénomènes perturbateurs, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elle soit temporelle, spatiale ou encore fréquentielle. Une section a donc été consacrée aux techniques de diversité ainsi qu'à la notion de la sélectivité.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons décrit les systèmes multi antennes (MIMO) d'une manière générale. Ainsi, nous avons présenté la corrélation entre les liens, la capacité des systèmes MIMO et les algorithmes d'émission et de réception, pour des traitements en boucle fermée ou en boucle ouvertes, dans ces systèmes.

Ce chapitre introductif nous a permis d'avoir une vue d'ensemble sur les transmissions numériques et les systèmes MIMO. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des techniques de précodage dans ces systèmes.

Chapitre II

Algorithmes de précodage et systèmes MIMO

II.1 Introduction

L'exploitation des techniques multi-antennaires MIMO dans les systèmes de transmissions numériques actuels et future est devenue une évidence. Plusieurs normes de communications ont fait le choix de ces techniques telles que : le WIFI (Wireless Fidelity), le WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access), le LTE (Long Term Evolution) ou encore la future norme de cinquième génération (5G).

Imposer par la recherche de débits de transmissions de plus en plus élevés, les systèmes MIMO ont énormément évolué depuis leur première mise en œuvre par Foschini en 1998 [11]. De nouvelles techniques associées au MIMO ont été développées, mais les plus captivants sont les techniques dites de précodage. Le précodage est une technique de prétraitement qui exploite les informations d'état du canal au niveau de l'émetteur (CSIT) pour adapter la transmission aux conditions instantanées du canal.

L'objectif de ce chapitre est d'examiner les techniques de précodeurs non diagonaux associés aux systèmes MIMO, disponibles dans la littérature, et de proposer une méthode d'estimation des symboles au récepteur pour une performance accrue en termes de taux d'erreur binaire. Dans ce contexte nous décrivons en premier lieu le principe de précodage linéaire, les précodeurs orthogonaux et les précodeurs non orthogonaux. Nous introduisons par la suite l'association des précodeurs non orthogonaux au système MIMO. Finalement nous présentons les résultats des simulations réalisés pour évaluer le taux d'erreur binaire pour un tel système.

II.2 Principe du précodage linéaire

La majorité des précodeurs étudiés dans la littérature sont linéaires. À l'émission, un tel précodeur, présenté 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 pour les séparer.

En général, un critère pertinent comme maximiser la capacité, maximiser le RSB post-traitement ou maximiser la distance euclidienne minimale est optimisé par le couple précodeurs-décodeur. Chaque optimisation donne un résultat qui lui est propre mais ces techniques possèdent toutes un point commun qui est de diagonaliser le canal en considérant une matrice de précodage F et de décodage G .

Le modèle mathématique de base adopté pour ce système [28], représenté sur la Figure II. 1, s'écrit :

$$Y = G.H.F.s + G.n \quad (\text{II. 1})$$

Avec :

- $s [b \times 1]$: le vecteur de symboles à émettre,
- $F [n_t \times b]$: la matrice de précodage,
- $G [b \times n_r]$: la matrice de décodage,
- n le vecteur de bruit additif centré de dimension $(n_r \times 1)$.

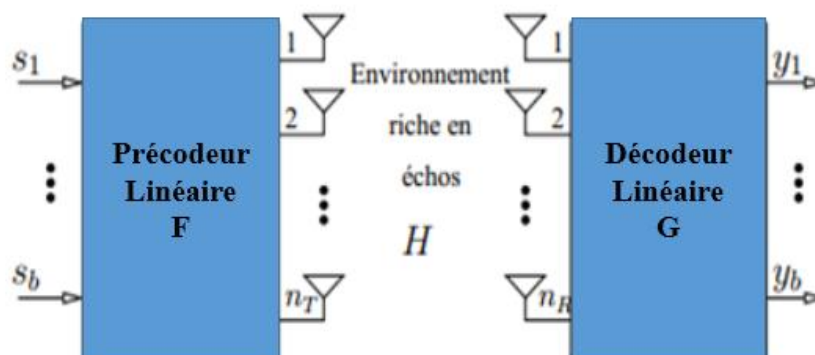


Figure II. 1 : Système MIMO avec précodeur et décodeur

Nous supposant que les symboles sont i.i.d (indépendant et identiquement distribué), et qu'ils sont totalement décorrélés par rapport au bruit additif. Nous pouvons alors écrire :

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

$$E[nn^*] = R \quad (\text{II. 3})$$

$$E[sn^*] = 0 \quad (\text{II. 4})$$

Avec I_b la matrice identité de taille $(b \times b)$ et R la matrice de corrélation du bruit. $E[.]$ est l'espérance mathématique.

Si P_T est la puissance totale disponible à l'émission, la contrainte de puissance donnée par l'équation doit être respectée.

$$\text{trace}(ss^*) = P_T \quad (\text{II. 5})$$

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 [29] :

$$F = F_v F_d \quad (\text{II. 6})$$

$$G = G_d G_v \quad (\text{II. 7})$$

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. Le schéma-bloc de la Figure II. 2 illustre la décomposition d'un canal MIMO avec précodage.

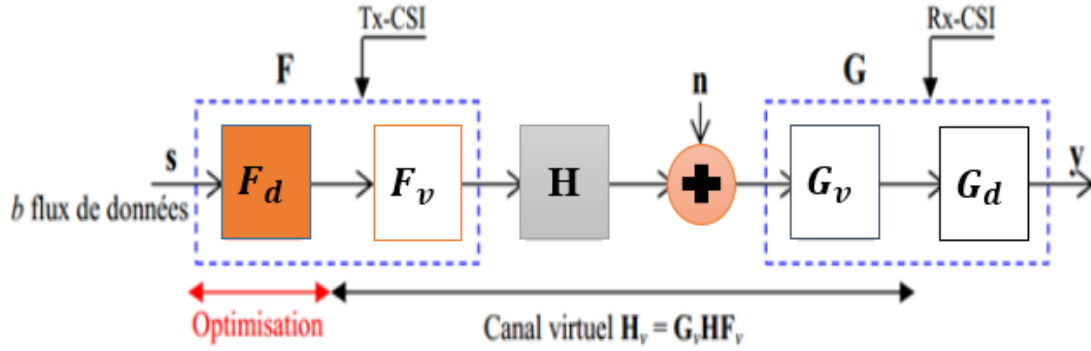


Figure II. 2 : Schéma-bloc canal MIMO précodé en canal virtuel.

Le modèle devient alors :

$$y = G_d H_v F_d s + G_d n_v \quad (\text{II. 8})$$

Où H_v est le canal virtuel défini par :

$$H_v = G_v H F_v \quad (\text{II. 9})$$

Et n_v est le bruit virtuel :

$$n_v = G_v n \quad (\text{II. 10})$$

Sa matrice de corrélation est :

$$R_v = G_v R G_v^* \quad (\text{II. 11})$$

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

$$F_v^* F_v = I \quad (\text{II. 12})$$

La contrainte de puissance est alors :

$$\text{trace} \{F_d F_d^*\} = P_T \quad (\text{II. 13})$$

Preuve :

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

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 :

$$F_v = F_1F_2F_3 \quad (\text{II. 14})$$

et

$$G_v = G_3G_2G_1 \quad (\text{II. 15})$$

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.2.1 Transformation en canal virtuel

La transformation en canal virtuel est effectuée en trois étapes [29]:

➤ *Etape 1 : Blanchiment du bruit*

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

$$R = Q \cdot \Lambda \cdot Q^* \quad (\text{II. 16})$$

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

Prenons :

$$G_1 = \Lambda^{-1/2} Q^* \quad (\text{II. 17})$$

et

$$F_1 = I_{n_T} \quad (\text{II. 18})$$

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

Le canal intermédiaire virtuel est [29] :

$$H_{v_1} = G_1 H F_1 \quad (\text{II. 19})$$

➤ *Etape 2 : Diagonalisation du canal*

Un outil très utile pour la simplification des canaux de transmission est la décomposition en valeurs singulières (DVS). La DVS de la matrice H_{v_1} donne :

$$H_{v_1} = A \cdot \Sigma \cdot B^* \quad (\text{II. 20})$$

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 :

$$\Sigma = \begin{pmatrix} \Sigma_k & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 21})$$

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 $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_k \geq 0$, prenons :

$$G_2 = A^* \quad (\text{II. 22})$$

et

$$F_2 = B \quad (\text{II. 23})$$

Le choix de 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 . Alors, après blanchissement et diagonalisation le canal virtuel est :

$$H_{v_2} = G_2 H_{v1} F_2 = \Sigma \quad (\text{II. 24})$$

➤ *Etape 3 : Réduction de dimension*

La forme diagonale de H_{v_2} 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 [29]. Les matrices correspondant à cette opération sont :

$$F_3 = \begin{pmatrix} I_b \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 25})$$

et

$$G_3 = (I_b \quad 0) \quad (\text{II. 26})$$

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

$$H_v = G_3 H_{v2} F_3 = \Sigma_b \quad (\text{II. 27})$$

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

II.2.2 Résultat du canal virtuel

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

$$H_v = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_b) \quad (\text{II. 28})$$

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 [1].

Le précodage linéaire est donc réalisé à l'aide de la matrice de précodage F_d et de la matrice de décodage G_d . Selon la diagonalité ou non de ces matrices On peut distinguer deux familles de précodeurs, les précodeurs diagonaux et les précodeurs non-diagonaux (nous les détaillons dans la section suivante). 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 et de constellations importantes.

II.2.3 Précodeurs diagonaux

Les précodeurs diagonaux sont des précodeurs linéaires utilisant la connaissance du canal à l'émission et pouvant appliquer la transformation en canal virtuel présentée précédemment. En effet, les optimisations comme dans [30] 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 :

$$F_d = \text{diag}(f_i)_{i=1}^b \quad (\text{II. 29})$$

et

$$G_d = \text{diag}(g_i)_{i=1}^b \quad (\text{II. 30})$$

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

$$y_i = g_i \sigma_i f_i s_i + g_i n_{v_i} \quad (\text{II. 31})$$

Pour $i = 1, \dots, b$

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 sur les sous-canaux virtuels.

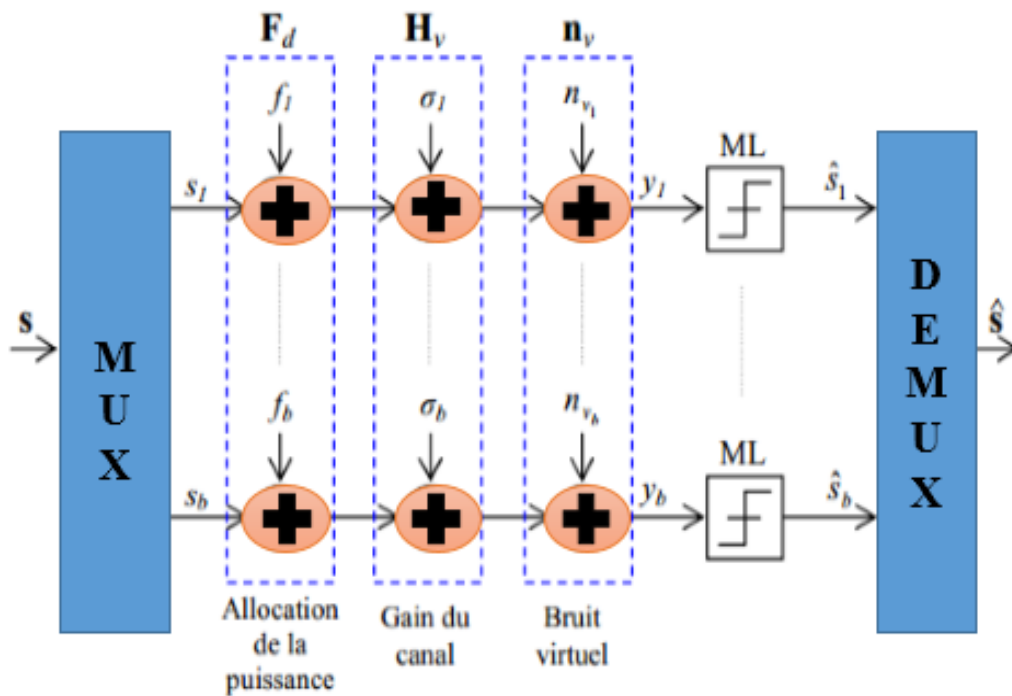


Figure II. 3 : Schéma-bloc d'un précodeur diagonal.

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 basés sur l'optimisation de différents paramètres :

- 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.2.3.1 Précodeur Max-SNR

Le précodeur Max-SNR maximise le rapport signal sur bruit à la réception, il résulte de la combinaison du MRC (maximum ratio combining) et de MRT (maximum ratio transmission).

Il émet toute la puissance dans la direction la plus favorable du canal(MRT) et maximise le rapport (MRC) [19]. L'expression du signal reçu est alors :

$$y = \sqrt{p_T} w_R^* H w_T s + w_R^* n \quad (\text{II. 32})$$

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 i.i.d ($E [nn^*] = \sigma_n^2 I_{n_T}$). Ainsi, en tenant compte de cette remarque, la solution du max-SNR est dans le cas BBAG est :

$$b = 1 \quad (\text{II. 33})$$

et

$$f_1^2 = 1 \quad (\text{II. 34})$$

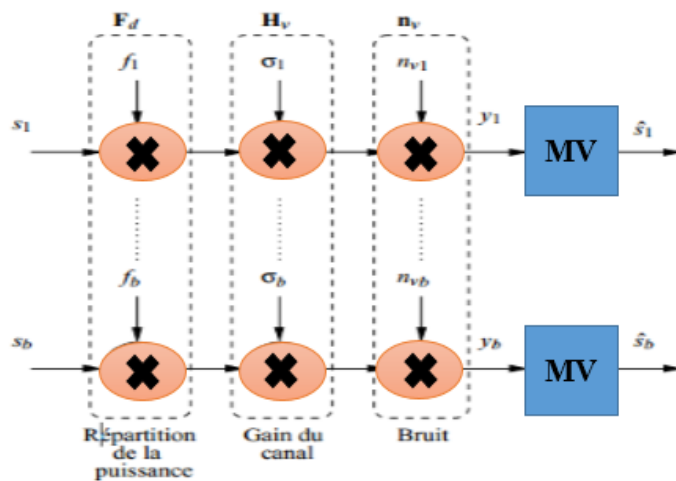


Figure II. 4 : Schéma du précodage diagonal utilisant la détection du Maximum de vraisemblance (MV) au récepteur.

Le signal reçu peut être réécrit dans le domaine virtuel :

$$y = \sqrt{P_T \lambda_1} s + n \quad (\text{II. 35})$$

Où $n = w_R^* \tilde{n}$, \tilde{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 [31] et égal à $n_T \times n_R$ dans un canal de Rayleigh.

II.2.3.2 Précodeur Water-Filing (WF)

Le précodeur Water-Filling (WF) est un précodeur permettant de maximiser la capacité d'un système MIMO. La capacité C dans un canal diagonalisé, s'écrit [33] :

$$C = \sum_{i=1}^b \log_2(1 + f_i^2 \sigma_i^2) \quad (\text{II. 36})$$

Où f_i et σ_i représentent les valeurs diagonales de la matrice de précodage 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 :

$$\sum_{i=1}^b f_i^2 = P_T \quad (\text{II. 37})$$

La solution optimum est donnée par :

$$f_i^2 = \begin{cases} \Psi - \frac{1}{\sigma_i^2} & \text{si } \Psi > \frac{1}{\sigma_i^2} \\ 0 & \text{si } \Psi \leq \frac{1}{\sigma_i^2} \end{cases} \quad (\text{II. 38})$$

Si on note b_Ψ l'entier tel que $\sigma_i^2 > \frac{1}{\Psi}$ pour $i = 1, \dots, b_\Psi$ et $\sigma_i^2 \leq \frac{1}{\Psi}$ (et donc $f_i^2 = 0$) pour $i = b_\Psi + 1, \dots, b$ alors, grâce à la contrainte de l'équation (II. 37), on obtient :

$$p_T = \sum_{i=1}^{b_\Psi} f_i^2 = \Psi b_\Psi - \gamma_\Psi \quad (\text{II. 39})$$

Où γ_Ψ est défini par :

$$\gamma_\Psi = \sum_{i=1}^{b_\Psi} \frac{1}{\sigma_i^2} \quad (\text{II. 40})$$

Ainsi le seuil Ψ est :

$$\Psi = \frac{p_T + \gamma_\Psi}{b_\Psi} \quad (\text{II. 41})$$

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 [32,33, 34].

II.2.3.3 Précodeur d'Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM)

Une autre solution bien connue pour l'optimisation des systèmes MIMO est la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM). Cette méthode est intéressante à cause de sa faible complexité et de sa robustesse [19]. L'équation d'optimisation est définie par :

$$\min_{F_d, G_d} E \left[\|y - \hat{S}\|^2 \right] \quad (\text{II. 42})$$

avec $\hat{S} \in \mathbb{C}^b$

Où \mathbb{C} est l'ensemble des symboles définis par la modulation. En utilisant le schéma virtuel et plus précisément la structure diagonale du schéma global (Figure II. 3), l'optimisation peut être mise sous la forme suivante :

$$\min_{F_d, G_d} \sum_{i=1}^b E[|g_i \sigma_i f_i s_i + g_i n_{vi} - \hat{S}|^2] \quad (\text{II. 43})$$

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

$$f_i^2 = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_i^2} \left(\psi - \frac{1}{\sigma_i} \right) & \text{si } \psi > \frac{1}{\sigma_i} \text{ avec } i = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II. 44})$$

Où b_ψ est le nombre de voies utilisées respectant

$$\begin{cases} \sigma_i > \frac{1}{\psi} & \text{pour } i = 1, \dots, b_\psi \\ \sigma_i \leq \frac{1}{\psi} & \text{pour } i = b_\psi + 1, \dots, b \end{cases} \quad (\text{II. 45})$$

On a :

$$\psi = \frac{p + \gamma_\psi}{\sum_{i=1}^{b_\psi} \frac{1}{\sigma_i}} \quad (\text{II. 46})$$

Avec γ_ψ à la même définition que γ_ψ dans WF.

II.2.3.4 Précodeur QoS

Le critère sur la qualité de service (QoS) est utile pour des systèmes nécessitant une qualité de transmission différente sur chaque voie [19]. Pour pouvoir moduler le RSB selon la distribution des voies, on introduit une contrainte supplémentaire :

$$f_i^2 \sigma_i^2 = \gamma \rho_i \quad (\text{II. 47})$$

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 :

$$\sum_{i=1}^b f_i^2 = \sum_{i=1}^b \frac{\gamma \rho_i}{\sigma_i^2} = \gamma \sum_{i=1}^b \frac{\rho_i}{\sigma_i^2} \quad (\text{II. 48})$$

L'expression de γ est alors donnée par :

$$\gamma = \frac{P_T}{\sum_{i=1}^b \frac{\rho_i}{\sigma_i^2}} \quad (\text{II. 49})$$

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

$$f_i^2 = \frac{P_T \rho_i}{\sigma_i^2 \sum_{k=1}^b \frac{\rho_k}{\sigma_k^2}} \quad (\text{II. 50})$$

II.2.3.5 Précodeur Erreur Egale (EE)

Lorsque tous les ρ_i sont identiques on obtient un cas particulier de la QoS. Ainsi, sur toutes les voies on a le même RSB (γ_i constant pour $i = 1, \dots, b$) pour donner la même probabilité d'erreur. Ce critère, nommé erreur égale, permet de palier à la disparité de la probabilité d'erreur sur les différentes voies.

En posant $\gamma \rho_i = \rho$, ce RSB unique se définit par :

$$\rho = f_i^2 \sigma_i^2 \quad (\text{II.51})$$

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

$$f_i^2 = \frac{\rho}{\sigma_i^2} = \frac{p_T}{\sigma_i^2 \sum_{k=1}^b \frac{1}{\sigma_k^2}} \quad (\text{II.52})$$

II.2.4 Précodeurs non-diagonaux

La structure de ces précodeurs n'est plus diagonale ($F_d \neq \text{diag}(f_i^2)_{i=1}^b$), elle est illustrée sur la Figure II. 5.

La non-diagonalité de ces précodeurs ne permette pas de réduire la complexité du décodage MV qui est alors égale à M^b [1]. Elle fournit néanmoins un degré de liberté

supplémentaire au précodeur qui peut alors modifier les géométries des constellations de réception. Dans cette section, nous présentons trois précodeurs qui illustrent ce principe.

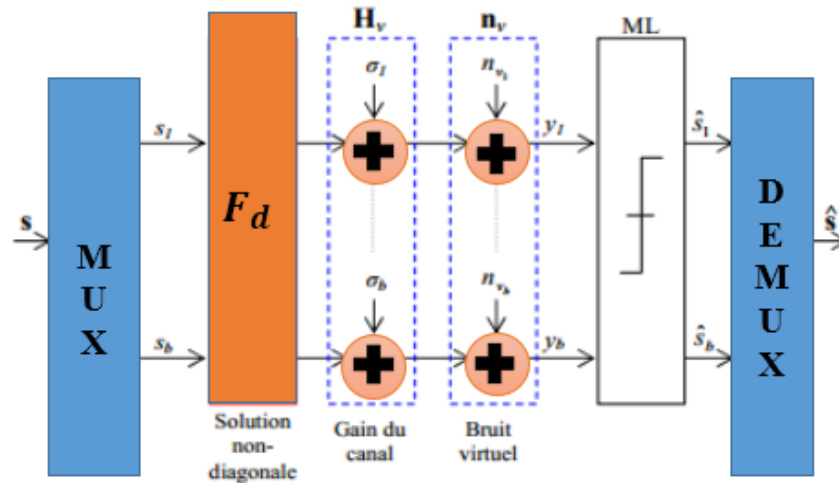


Figure II. 5 : Schéma bloc d'un précodeur non-diagonal

II.2.4.1 Précodeur max-dmin

Ce précodeur est basé sur la maximisation de la distance euclidienne minimale (max-dmin) entre les points du signal du côté du récepteur en se basant sur la modification des géométries des constellations de réception. Le critère fournit une amélioration significative en termes de taux d'erreur sur les bits, en particulier lorsqu'un récepteur MV est utilisé agissant directement sur la probabilité d'erreur.

En effet, plus deux impacts de la constellation de réception sont proches, plus la probabilité de se tromper entre eux est grande. Cependant, l'optimisation du précodeur max-dmin est difficile pour deux raisons. Premièrement, l'espace de solution est grand et exponentiellement proportionnel au nombre de flux de données b . Deuxièmement, l'expression exacte du précodeur max-dmin dépend de nombreux paramètres tels que la modulation utilisée sur l'émetteur et la caractéristique du canal virtuel H_v . Pour cette raison, la solution optimisée est limitée pour un petit nombre de flux de données ($b = 2$) et pour les modulations QAM de faible poids [35]. La distance minimale, notée d_{min} et est définie par :

$$d_{min} = \min_{s,x \in c^b, x \neq s} \|H_v F_d(s - x)\| \quad (\text{II.53})$$

Ou C représente l'ensemble des symboles complexes de la constellation.

L'optimisation du précodeur est alors définie par :

$$F_d = \underset{F'_d}{\operatorname{argmax}} \min_{s_k s_1 \in c^b, s_k \neq s_1} \|H_v F'_d(s_k - s_1)\|^2 \quad (\text{II.54})$$

$$\text{avec } \|F_d\|_F^2 = P_T$$

Une extension du max-dmin pour un nombre pair de voies ($b \geq 4$) a aussi été proposée dans [36]. 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 [37] 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 :

$$\begin{cases} \sigma_1 = \rho \cos \gamma \\ \sigma_2 = \rho \sin \gamma \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \gamma = \operatorname{artan} \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \\ \rho = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Le canal virtuel peut alors s'écrire :

$$H_v = \begin{pmatrix} \sigma_1 & 0 \\ 0 & \sigma_2 \end{pmatrix} = \rho \begin{pmatrix} \cos \gamma & 0 \\ 0 & \sin \gamma \end{pmatrix} \quad (\text{II.56})$$

Ou ρ 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 connaître le niveau de conditionnement de la matrice du canal.

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 de l'expression de 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 [37].

$$si \ 0 \leq \gamma \leq \gamma_0 \ , \ F_d = F_{d1} = \sqrt{p_0} \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3 + \sqrt{3}}{3}} & \sqrt{\frac{3 - \sqrt{3}}{3}} e^{j\frac{\pi}{12}} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (II.57)$$

$$si \ \gamma_0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{4} \ , \ F_d = F_{d2} = \sqrt{\frac{p_0}{2}} \begin{pmatrix} \cos \psi & 0 \\ 0 & \sin \psi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{4}} \\ -1 & e^{j\frac{\pi}{12}} \end{pmatrix} \quad (II.58)$$

Où

$$\begin{cases} \psi = \arctan \frac{\sqrt{2} - 1}{\tan \gamma} \\ \gamma_0 = \arctan \sqrt{\frac{3\sqrt{3} - 2\sqrt{6} + 2\sqrt{2} - 3}{3\sqrt{3} - 2\sqrt{6} + 1}} \simeq 17,28^\circ \end{cases} \quad (II.59)$$

Le précodeur max-dmin 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-dmin 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 [38] conduit à 4 formes différentes de précodeurs. Pour plus de Détails sur le précodeur max-dmin ainsi que la solution pour la MAQ-16, le lecteur peut se référer aux références [39] et [38]. Le précodeur max-dmin sera utilisé dans nos travaux.

II.2.4.2 Précodeur POSM

Dans cette section, nous présentons une autre solution de précodage pour les systèmes MIMO à boucle fermé. Ce précodage n'est pas basé sur la diagonalisation du canal qui utilise la SVD, il utilise plutôt le concept d'orthogonalisation des symboles reçus, en optimisant un critère dans le système.

La technique dite « Orthogonalized Spatial Multiplexing (OSM) » a été proposée pour les systèmes MIMO à boucle fermée dans [40]. Dans cette technique, un codage des symboles est associé à une orthogonalisation par rotation. De plus, une technique de précodage a également été proposée dans [40] pour le système OSM, on parle alors du précodeur P-OSM.

Le principe de l'OSM consiste à précoder les deux symboles émis x_1 et x_2 comme :

$$F(x, \theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{bmatrix} s(x) \quad (\text{II.60})$$

Où θ est l'angle de rotation de phase appliquée à la seconde antenne et $s(x)$:

$$s(x) = \begin{bmatrix} \Re[x_1] + j\Re[x_2] \\ \Im[x_1] + j\Im[x_2] \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

Où $\text{Re}[\cdot]$ et $\text{Im}[\cdot]$ représentent respectivement la partie réelle et imaginaire. En considérant $F(x, \theta)$, l'équation matricielle du modèle MIMO peut être écrite comme [40] :

$$y_r = H \cdot F(x, \theta) + n = H^\theta s(x) + n \quad (\text{II.62})$$

Où $H^\theta = H \times \text{diag}\{1, e^{j\theta}\}$, représente la matrice du canal pour $s(x)$.

Le système OSM est étudié dans une représentation réelle, le modèle dans (II.62) devient [15] :

$$y_r = H_r^\theta s_r(x) + n_r = [h_1^\theta \ h_2^\theta \ h_3^\theta \ h_4^\theta] s_r(x) + n_r \quad (\text{II.63})$$

Où le vecteur réel H_i^θ de longueur $2n_r$ représente la i -ème colonne de la matrice réelle H_r^θ .

A partir de la représentation réelle de la matrice du canal, les colonnes h_1^θ et h_2^θ sont respectivement orthogonales à h_3^θ et h_4^θ quel que soit l'angle θ . Nous avons aussi : $h_1^\theta \cdot h_4^\theta = -h_2^\theta \cdot h_3^\theta$ quel que soit θ [40].

Dans ce cas, H_r^θ devient totalement orthogonale si $h_1^\theta \perp h_4^\theta$ et $h_2^\theta \perp h_3^\theta$. L'angle de rotation θ nécessaire pour garantir l'orthogonalité entre h_1^θ et h_4^θ ou h_2^θ et h_3^θ est calculé à partir de la matrice originale du canal H comme [40] :

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{B}{A} \right) \pm \frac{\pi}{2} \quad (\text{II.64})$$

où :

$$A = \sum_{m=1}^{n_r} |h_{m1}| |h_{m2}| \sin(\angle h_{m2} - \angle h_{m1})$$

et

$$B = \sum_{m=1}^{n_r} |h_{m1}| |h_{m2}| \cos(\angle h_{m2} - \angle h_{m1})$$

Où \angle est un argument. A ce stade, le système OSM n'optimise aucun critère et permet d'orthogonaliser les symboles reçus. Ainsi, le précodeur P-OSM, qui maximise la distance Euclidienne minimale, est aussi donné dans une représentation réelle par [41] :

$$y_r = H_r^\theta \mathbf{P} s_r(x) + n_r = H_r^\theta \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{P}} & 0 \\ 0 & \bar{\mathbf{P}} \end{bmatrix} s_r(x) + n_r \quad (\text{II.65})$$

Où $\bar{\mathbf{P}}$ est une matrice de précodage réelle de taille 2×2 . La contrainte de puissance est : est une matrice de précodage réelle de taille 2×2 . La contrainte de puissance est donnée par :

$$\text{trace}(\mathbf{P} s_r(x) s_r(x)^* \mathbf{P}^*) = P_0 \quad (\text{II.66})$$

Par choix, le précodeur n'est pas optimal au profit de la simplicité. Ainsi, la matrice $\bar{\mathbf{P}}$ est décomposée comme :

$$\bar{\mathbf{P}} = R_{\theta_1} \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & \sqrt{2-p^2} \end{bmatrix} R_{\theta_2} \quad (\text{II.67})$$

avec

$$R_{\theta_i} = \begin{bmatrix} \cos\theta_i & -\sin\theta_i \\ \sin\theta_i & \cos\theta_i \end{bmatrix} \quad (\text{II.68})$$

Les trois paramètres θ_1 , θ_2 et p maximisant la distance d_{min} sont calculés dans [41]. L'angle θ_1 est directement calculé à partir de la matrice H_r^θ :

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{C + \sqrt{C^2 + 4D^2}}{2D} \right) \quad (\text{II.69})$$

avec

$$\begin{cases} C = \|h_2^\theta\|^2 - \|h_1^\theta\|^2 \\ D = (h_1^\theta) \cdot h_2^\theta \end{cases} \quad (\text{II.70})$$

Les deux paramètres θ_2 et p sont choisis selon la modulation considérée et un paramètre k défini comme [42]:

$$k = \frac{\|h_1^{\theta_1}\|}{\|h_2^{\theta_1}\|} \quad (\text{II.71})$$

où

$$H_r^{\theta_1} = H_r^\theta R_{\theta_1} = [h_1^\theta \ h_2^\theta \ h_3^\theta \ h_4^\theta] \quad (\text{II.72})$$

$\|h_1^{\theta_1}\|$ et $\|h_2^{\theta_1}\|$ représentent respectivement la première et la deuxième valeur singulière (σ_1 et σ_2) de la matrice du canal H . La solution pour une MAQ-4 est :

$$\text{Si } 1 \leq k < 7 \quad p = \sqrt{\frac{6}{(k+3)}} \approx 1 \text{ et } \theta_2 = 45^\circ \quad (\text{II.73})$$

$$\text{Si } k \geq 7 \quad p = \sqrt{2} \text{ et } \theta_2 = 26.5^\circ. \quad (\text{II.74})$$

La variation de p en fonction de k est très faible dans l'équation (II.73). Par conséquent, la valeur du p est remplacée par 1 sans aucune perte de performance.

Pour une modulation MAQ-16 le précodeur peut également être défini et la solution prend alors quatre formes dont le choix dépend de k . Le schéma bloc du précodeur P-OSM est présenté dans la Figure II. 6. Grâce à l'orthogonalité et la représentation réelle du système, le P-OSM découple donc les symboles et permet de diminuer les tests de décision dans le récepteur MV ($2 \times M$ tests) tout en maximisant d_{min} . Alors, la matrice H considérée dans l'estimation des symboles reçus est :

$$H_r^{\theta 2} = H_r^\theta P = H \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P} & 0 \\ 0 & P \end{bmatrix} = [h_1^{\theta 2} \quad h_2^{\theta 2} \quad h_3^{\theta 2} \quad h_4^{\theta 2}] \quad (\text{II.75})$$

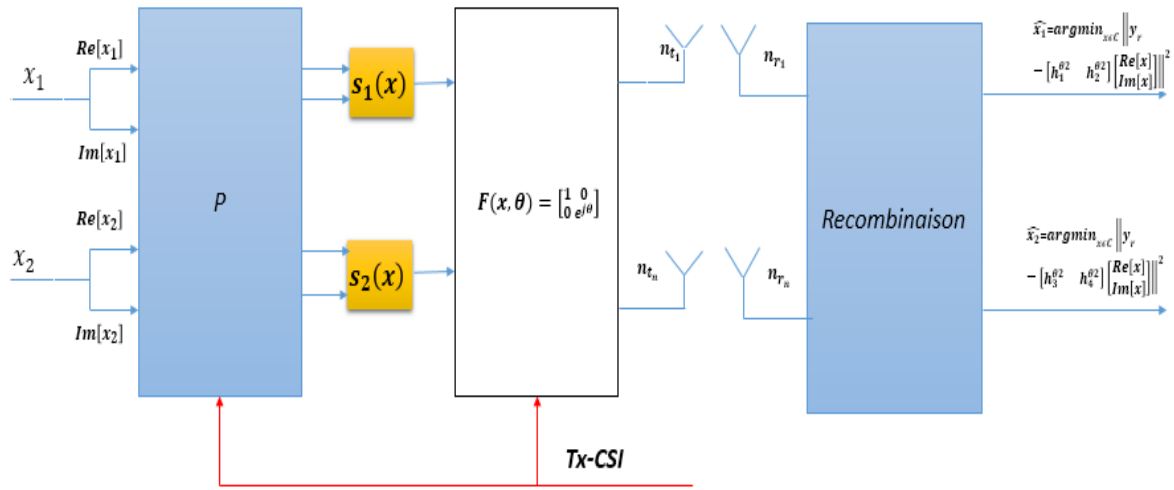


Figure II. 6 : Schéma bloc du précodeur P-OSM.

II.3 Performances des précodeurs considérés dans la thèse

Les deux précodeurs Max-dmin et POSM présentés précédemment représentent une famille des techniques MIMO qui exploite la CSI à l'émission à fin d'optimiser les performances du système.

Le précodeur Max-dmin applique la SVD pour diagonaliser le canal en optimisant le critère de la distance Euclidienne minimale. D'autre part, le précodeur POSM qui n'applique pas la SVD pour diagonaliser le canal mais propose une autre philosophie de précodage présenté précédemment. Lorsque le $n_t=2$ le POSM transmet $b=2$ voies d'information indépendantes comme le précodeur Max-dmin, et si $n_t>2$, le précodeur POSM doit utiliser la méthode de sélection d'antennes.

Dans cette partie, notre contribution consiste à proposer une nouvelle concaténation des précodeurs optimisant la distance Euclidienne minimale (P-OSM et Max-dmin), à une forme soft du détecteur a maximum de vraisemblance maximale (Soft-MV) [43]. L'objectif est de garder, au minimum, les mêmes performances obtenues dans [41] et [44], avec une réduction de la complexité du récepteur.

Les taux d'erreur des précodeurs Max-dmin et P-OSM en fonction de RSB seront d'abord comparés avec le précodeur OSM et la technique de multiplexage spatiale dans un canal de Rayleigh pour une CSI parfaite. Ensuite, nous allons montrer l'avantage apporté par la concaténation des précodeurs Max-dmin et POSM avec la méthode d'égalisation MV-Soft à la réception. Nous considérons deux flux de données ($b = 2$) ce qui donne une efficacité spectrale de 4 bits/s/Hz , les modulations 4QAM, 16QAM sont utilisées.

Pour limiter le temps de calculs et simplifier la présentation des résultats, au long de cette thèse nous limitons la plage du TEB à 10^{-4} en faisant varier le RSB.

Les simulations sont réalisées dans un environnement MATLAB qui dispose d'une bibliothèque riche pour les calculs matriciels.

II.3.1 Paramètres de simulations

La structure d'émission est de type modulation codée à entrelacement des bits (Bit Interleaved Coded Modulation, BICM), elle résulte donc de la concaténation d'un codeur de canal, d'un entrelaceur de bits et d'une conversion des bits vers des symboles. Le codage canal est effectué par un codeur convolutif de rendement $R = 1/2$, et de longueur de contraintes $K = 7$. Les polynômes générateurs du codeur convolutif sont [133 , 171]. La trame de données codées est ensuite entrelacée de façon aléatoire et convertie en symboles complexes appartenant à l'alphabet de constellation de la modulation, nous utilisons les modulations de type : 4QAM et 16QAM.

Cette structure d'émission BICM est ensuite suivie par l'une des techniques de précodage (Max-dmin, OSM ou POSM). Le décodage de canal est effectué en utilisant le décodage Soft/hard, grâce à l'algorithme du Max-log-MAP. Pour cette simulation, 10 000 trames de 800 bits chacune ont été transmises. Le taux d'erreurs binaire cible est à 10^{-4} . Le canal est (quasi statistique), de sorte que la matrice H est supposée constante au cours de la transmission de 800 bits. La variance de l'erreur d'estimation du canal (σ) et la variance

de bruit gaussien de canal sont connues en réception. La voie retour est supposée être instantanée et sans erreur.

Le BER est calculé, pour un SNR donné, à partir de l'équation suivante :

$$BER = \frac{\text{nombre de bits erronées à la réception } (N_e)}{\text{nombre de bits envoyés } (N)}$$

Pour pouvoir tracer les courbes $BER = f(SNR)$, le SNR varie dans un intervalle défini selon le scénario simulé, dans cette partie de travail nous varions le SNR dans l'intervalle $[-5dB, 20dB]$. 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.

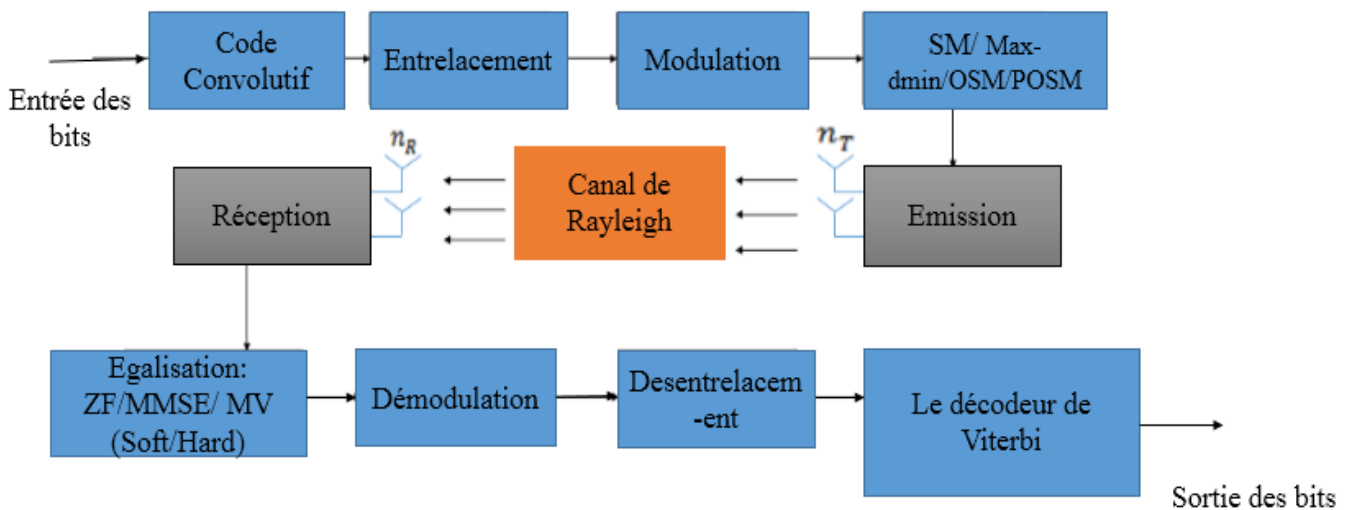


Figure II. 7 : Modèle de simulation.

II.3.2 Résultats et Discussions

II.3.2.1 Influence du nombre d'élément d'antennes

Dans cette partie nous évaluons le taux d'erreur binaire des trois précodeurs (Max-dmin, POSM, OSM) et le taux d'erreur binaire de la technique de multiplexage spatial (MS) qui sert comme référence, en utilisons les méthodes de détections suivante (ZF, MMSE, MV).

La Figure II. 8 présente les résultats du TEB en fonction du RSB pour un système MIMO (2×2), avec une modulation 4QAM. Les résultats montrent que le précodeur POSM-ML est quasi-équivalent au précodeur Max-dmin-ML. Les deux précodeurs présentent un gain de 5dB

par rapport au système SM-ML et un gain de 6dB par rapport au précodeur OSM-ML. Les quatre techniques présentent de meilleurs résultats en termes de TEB par rapport aux systèmes SM-MMSE et SM-ZF respectivement.

La Figure II. 9 illustre les résultats du TEB en fonction du RSB, pour un système MIMO (4×2) avec une modulation 4QAM. Nous remarquons que l'augmentation du nombre d'antennes en émission apporte une amélioration significative des performances des systèmes SM-ZF et SM-MMSE qui atteints un gain de 4 dB. Néanmoins, les performances des précodeurs POSM-ML et Max-dmin-ML reste meilleurs avec une amélioration de 1.5 dB par rapport au cas précédent.

La Figure II. 10 illustre les résultats du TEB en fonction du RSB, pour un système MIMO (4×4) avec une modulation 4QAM. Les résultats obtenus dans cette simulation montrent d'un côté une dégradation des performances pour les systèmes SM-ZF et SM-MMSE. Cette dégradation est en relation directe avec la méthode d'égalisation (ZF ou MMSE) utilisée aux récepteurs et sa sensibilité au nombre d'antennes. D'un autre côté, les simulations montrent une amélioration des performances pour les systèmes POSM-ML et Max-dmin-ML.

Effectivement, on peut clairement voir que pour un taux d'erreurs binaire de 10^{-4} le système Max-dmin apporte une amélioration de 5dB par rapport au cas précédent. Pour le POSM-ML l'amélioration est de 3dB. Ces résultats montrent que la méthode SVD utilisée par le précodeur Max-dmin est plus performante que la méthode de sélection d'antenne utilisée par le précodeur POSM.

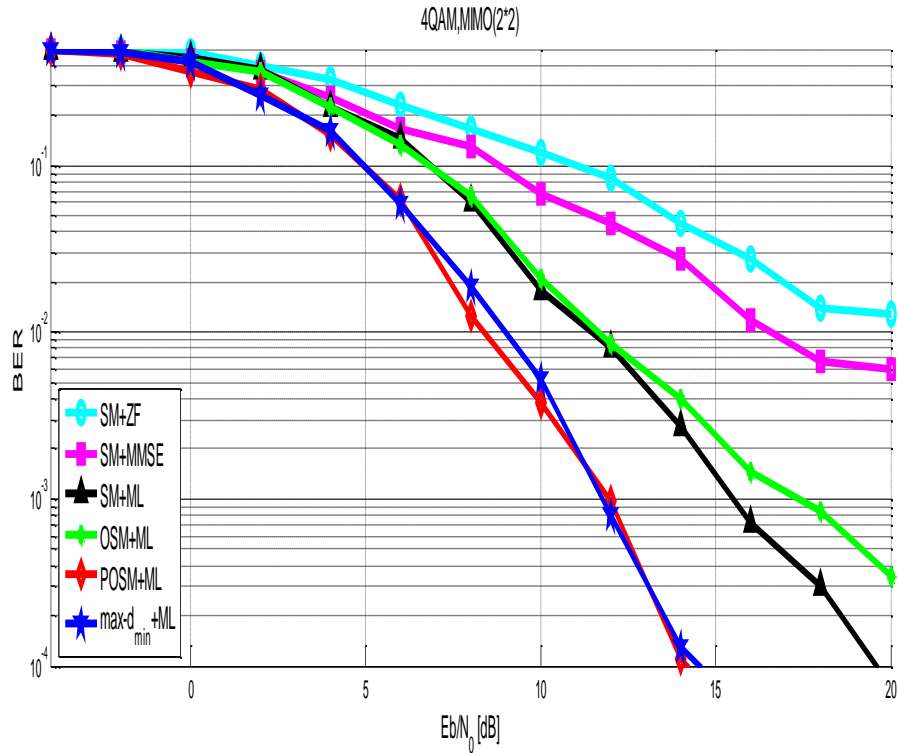


Figure II. 8 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin, P-OSM et OSM dans un système MIMO (2×2) pour une modulation 4QAM.

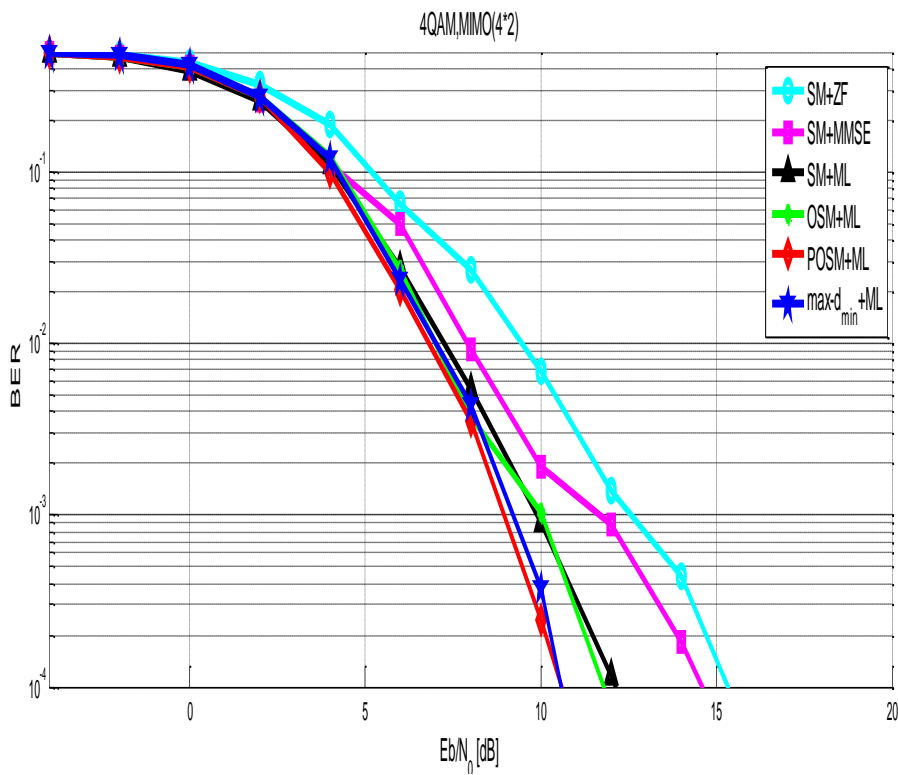


Figure II. 9 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin, P-OSM et OSM dans un système MIMO (4×2) pour une 4QAM.

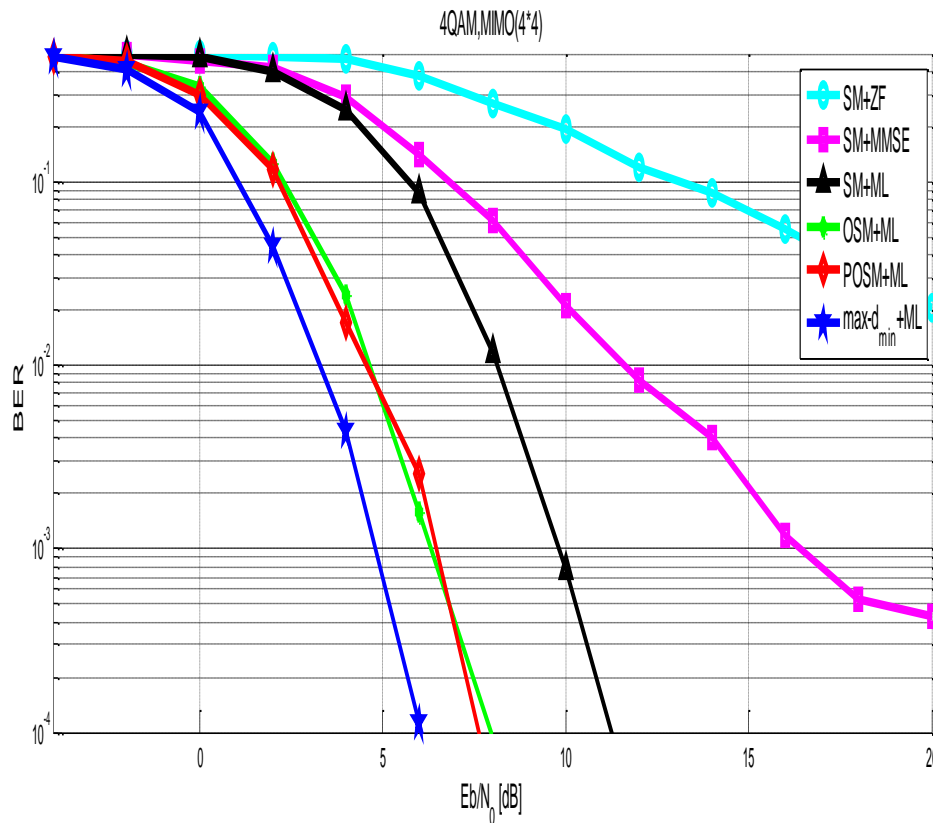


Figure II. 10 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin, P-OSM et OSM dans un système MIMO (4×4) pour une 4QAM.

La Figure II. 11 présente les résultats du TEB en fonction du RSB, pour un système MIMO (2×2), avec une modulation 16QAM. Les résultats montrent une équivalence entre le précodeur POSM-ML et le précodeur Max-min-ML dans l'intervalle $[-5dB, 10dB]$. Cependant, dans l'intervalle $[-10dB, 20dB]$, le précodeur POSM-ML présente un léger gain par rapport au précodeur Max-dmin-ML. Toutefois, les résultats obtenus présentent une dégradation de performance par rapport aux résultats de la Figure II. 8. Cette dégradation est prévisible suite à l'augmentation du nombre de points dans la constellation QAM.

Les résultats de simulation pour un système MIMO (4×2) avec une modulation 16QAM sont présentés sur la Figure II. 12. L'augmentation du nombre d'antennes en émission apporte une amélioration des performances pour la totalité des précodeurs. Toutefois, cette amélioration dépend largement du procédé d'égalisation utilisé au récepteur, procédé qui est sensible au nombre de points de la constellation utilisée, ici la 16QAM.

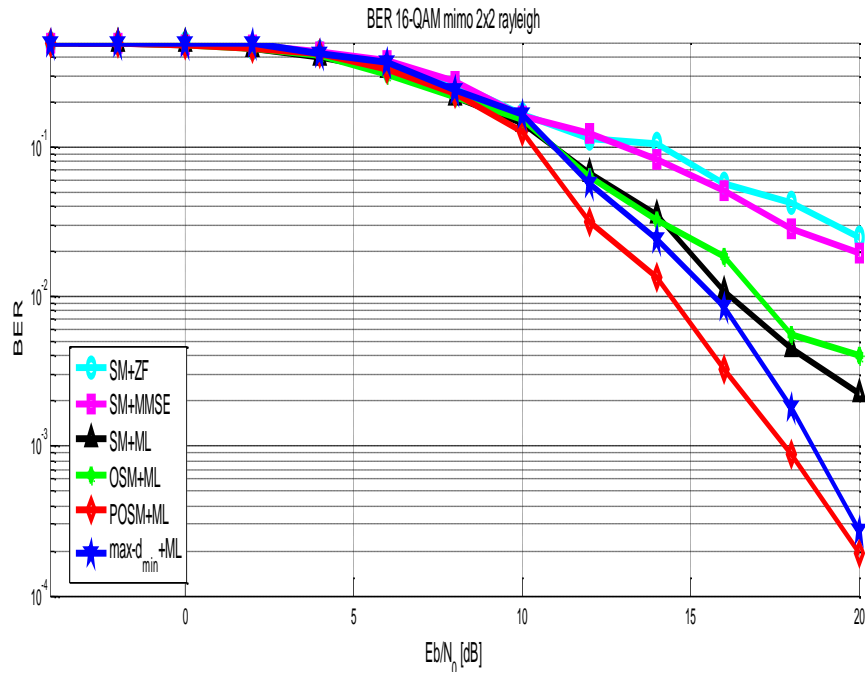


Figure II. 11 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin, P-OSM et OSM dans un système MIMO(2×2) pour une 16QAM.

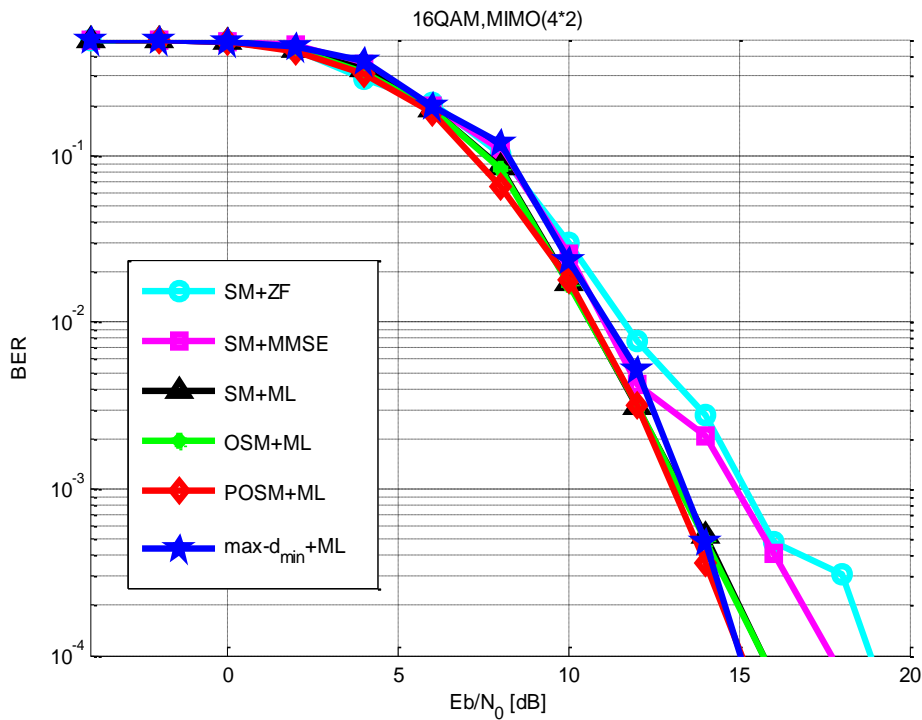


Figure II. 12 : Performances TEB vs SNR du Max-dmin, P-OSM et OSM dans un système MIMO (4×2) pour une 16QAM.

II.3.2.2 Influence de la méthode de décision (Soft/Hard) et de l'ordre de modulation

Dans cette partie, nous analysons l'influence de la méthode de décision lors de l'estimation des symboles au récepteur pour les différents systèmes étudiés. Les conditions de simulations sont les mêmes que lors des simulations précédentes.

La Figure II. 13 illustre les performances des quatre systèmes simulés (SM, OSM, POSM et Max-dmin) en termes de TEB pour un système MIMO (2×2) avec une modulation 4QAM et deux méthodes de décisions différentes. On remarque que d'une manière générale, l'application d'une décision souple (Soft) aux récepteurs associés aux différents précodeurs apporte une amélioration des performances de ces derniers.

Les meilleurs résultats sont enregistrés pour le précodeur POSM. Dans ce cas on peut clairement voir un apport de 1dB à 2.5dB du détecteur ML à décision souple (ML-Soft) par rapport au détecteur ML à décision dure (ML-Hard).

La même simulation est réalisée pour un système MIMO (4×2) et une modulation 16QAM. Les résultats sont présentés sur la Figure II. 14. Les mêmes remarques sont reportées avec une meilleure résistance à l'augmentation de l'ordre modulation pour les précodeurs avec une décision souple au récepteur.

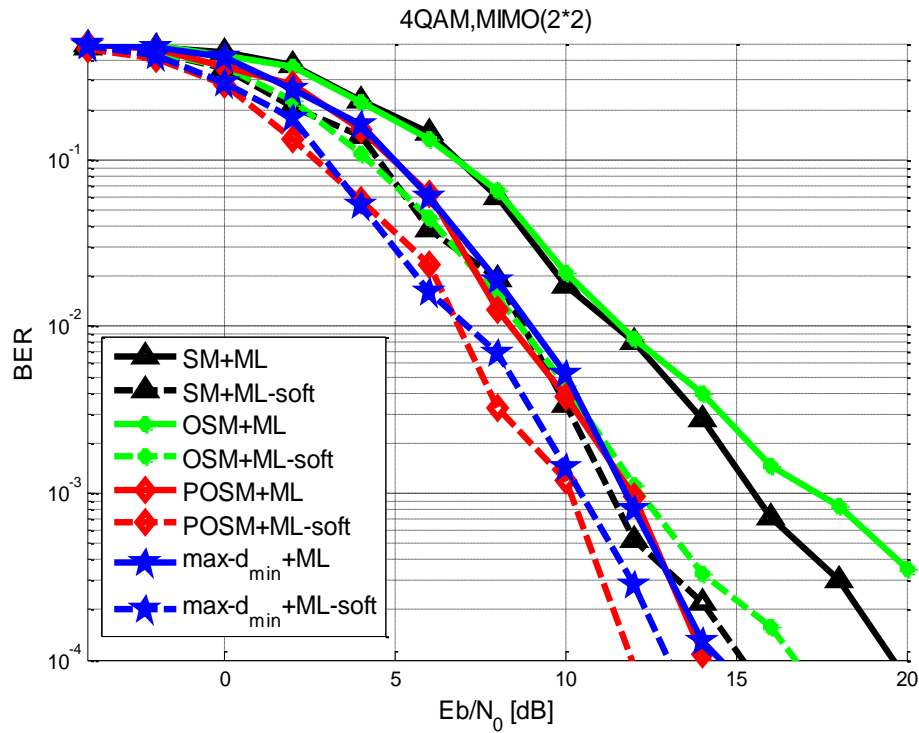


Figure II. 13 : Performances TEBS vs SNR du Max-dmin-ML-Soft dans un système MIMO (2 × 2) pour une 4QAM.

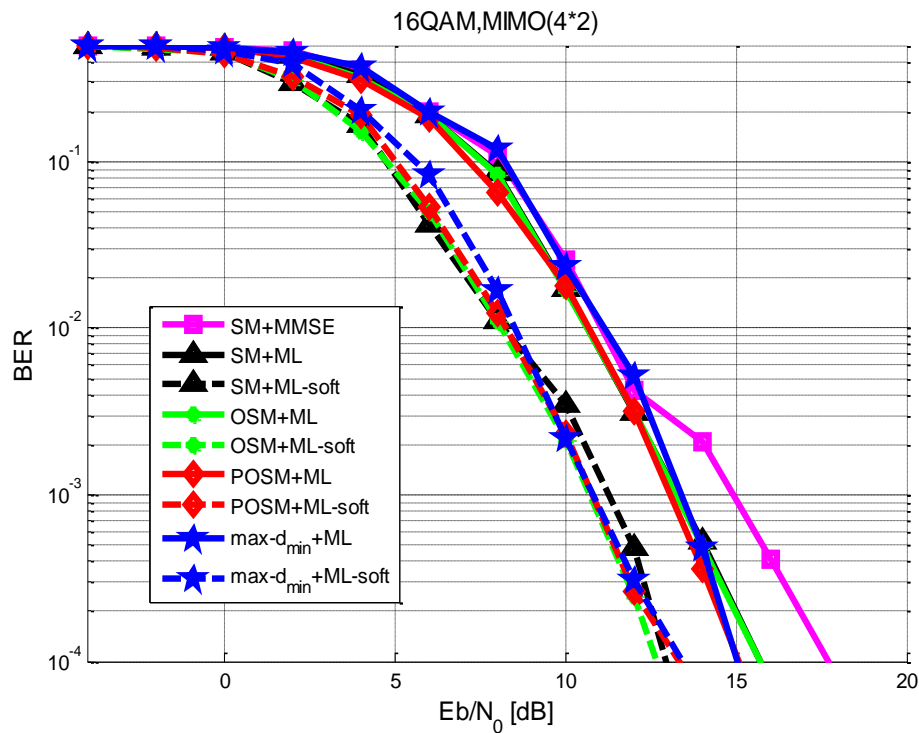


Figure II. 14 : Comparaison des performances de TEBS de Max-dmin-ML-Soft dans un système MIMO (4*2) pour une 16QAM.

Une comparaison entre le précodeur POSM et le précodeurs Max-dmin est réalisée pour un système MIMO (2×2) et deux ordres de modulations : 4QAM et 16QAM, avec un détecteur ML-Soft et ML-hard. Les résultats sont présentés sur la Figure II. 15. Les résultats montrent que la détection ML-soft apporte une amélioration lors de l'augmentation de l'ordre de modulation pour les deux précodeurs. Le gain de cette amélioration atteint les 6dB à un TEB de 10^{-4} pour le précodeur POSM et 5dB pour le précodeur Max-dmin pour le même TEB.

L'amélioration apporté par la détection ML souple est due principalement au fait que :

- Dans le décodage à décision dure, le mot de code reçu est comparé avec tous les mots de code possibles et le mot de code qui donne la distance minimale de Hemming est sélectionné,
- Dans le décodage à décision souple, le mot de code reçu est comparé à tous les mots de code possibles et le mot de code qui donne la distance euclidienne minimale est sélectionnée.

Ainsi, le décodage de décision souple améliore le processus de prise de décision en fournissant des informations de fiabilité supplémentaires (distance euclidienne ou rapport de vraisemblance logarithmique « LLR »). Cela a encore plus d'impact puisque nous utilisons le critère de minimisation de la distance euclidienne pour le précodage.

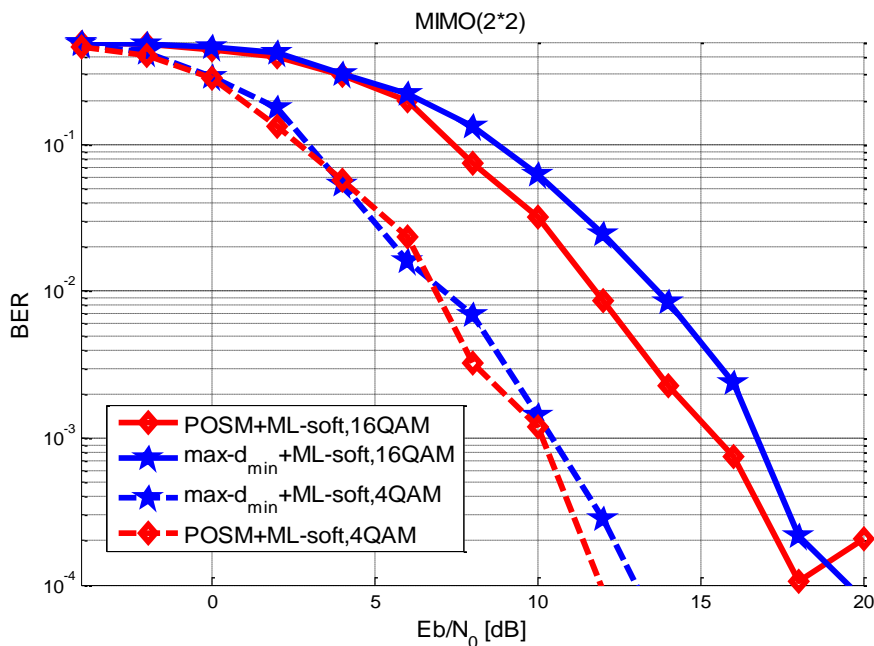


Figure II. 15 Comparaison des performances TEBvsSNR du Max-dmin et du POSM pour un système MIMO (2*2) : 4QAM et 16 QAM.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les techniques de précodage qui se basent sur la connaissance de l'état du canal à l'émetteur (CSI). Dans la première section nous avons présenté l'approche de virtualisation du canal, qui découple les canaux MIMO en flux de données indépendants et parallèles. Grâce à cette transformation, nous avons présenté dans la section suivante les précodeurs diagonaux : erreur quadratique moyenne minimale (MMSE), qualité de service (QoS) et erreur égale (EE). Par la suite nous avons décrit en détails deux précodeurs non diagonaux qui optimisent le critère de la distance Euclidienne minimale, qui sont le précodeur Max-dmin et le précodeur POSM.

Dans le but d'évaluer le potentiel de l'association des systèmes MIMO avec les précodeurs optimisant le critère de la distance Euclidienne minimale, nous avons analysé les performances avec des simulations dans un canal de Rayleigh. Les résultats de simulation présentés sous l'environnement MATLAB confirment la robustesse de ces systèmes en termes de taux d'erreur binaire. Le précodeur POSM fournit un bon rapport complexité/performance. Le précodeur Max-dmin avec un CSIT parfaite offre les meilleures performances dans un système MIMO (4×4). Afin d'améliorer encore la qualité de transmission, nous avons utilisées le décodage à décision Soft pour mieux estimer l'effet du canal à la réception et pouvoir l'égaliser par l'utilisation de la méthode de détection ML.

Les meilleurs résultats ont été obtenus pour un système MIMO (4×4) et ($b = 2$) associer au précodeur Max-dmin, pour une modulation 4QAM avec un décodage ML à décision Soft, ce qui prouve que la méthode SVD utilisée par le précodeur Max-dmin est plus performante que la méthode de la sélection d'antenne utilisée par le précodeur POSM dans le cas où $n_r > 2$. L'étude réalisée dans ce chapitre montre clairement que l'association des systèmes MIMO aux précodeurs non diagonaux optimisant le critère de la distance Euclidienne minimale à la réception présente de meilleures performances par rapport aux systèmes traditionnels tel que le multiplexage spatial. Nous avons aussi constaté que les performances des systèmes augmentent avec l'utilisation de décodage ML à décision Soft.

Dans le chapitre suivant nous allons décrire les codes LDPC, et nous proposons par la suite une concaténation des codes LDPC avec les codes STBC dans les systèmes MIMO pour évaluer l'apport de ce type de codage pour les systèmes MIMO.

Chapitre III

Codes LDPC

Dans les systèmes MIMO

III.1 Introduction

Les techniques de transmission multi antennaires MIMO se sont imposées comme une solution incontournable pour les nouvelles normes de communications comme le Wimax et LTE. Toutefois, ces techniques ne peuvent répondre à eux seuls aux exigences des futures normes de transmissions LTE-A et 5G. Une concaténation avec des codes correcteurs d'erreurs performants peut être une solution. Parmi les codes qui approchent le plus la limite de Shannon les code LDPC (Low Density Parity Check) sont de loin les plus performants. En effet, grâce à un certain nombre d'avantages de ces codes et de leurs nombreux degrés de liberté ils ont été exploités dans des applications pratiques, en 2004, un code LDPC a été pour la première fois normalisé dans un contexte de diffusion par satellite : DVB-S2. Plus récemment, les codes LDPC ont été introduits dans les standards IEEE 802.16e (Wimax mobile), dans les normes radio mobile IEEE 802.16m et les réseaux radio locaux (IEEE 802.11n, 802.11 ac).

Les codes LDPC ont été inventés par Gallager en 1962 [45]. Ces codes sont basés sur des matrices de contrôle de parité pseudo-aléatoires de faibles densités. Du fait de leur complexité d'encodage, de décodage et des moyens matériels de l'époque, ces codes n'ont pas suscité suffisamment d'intérêt au sein de la communauté de la théorie du codage. Cet oubli durera jusqu'à l'introduction des Turbo-codes et du principe itératif. Ainsi en 1996, MacKay et Neal redécouvrent les codes LDPC [46], et proposent d'adopter l'algorithme de propagation de croyance (Belief Propagation (BP) de Pearl [47] au décodage de ces codes. Par la suite Luby introduit les codes LDPC irréguliers [48] caractérisés par une matrice de contrôle de parité pour laquelle la distribution des nombres d'éléments non nuls par ligne et/ou colonne n'est pas uniforme.

Ce chapitre est consacré à l'étude des codes correcteurs LDPC. La première partie introduit les concepts généraux de ces codes ainsi que les méthodes de construction de la matrice de parité. La deuxième partie expose les techniques de décodages. La dernière partie du chapitre présente l'association des codes LDPC aux techniques STBC dans les systèmes MIMO et plus particulièrement au code Alamouti. Une étude de performance, en termes de taux d'erreurs en fonction du rapport signal sur bruit, d'un tel système est effectuée et les résultats sont analysés.

III.2 Codage de canal

Le codage canal est un élément essentiel des systèmes de communication numérique, il permet d'améliorer la qualité de transmission sur un canal. Bien que les techniques de modulation et d'égalisations avancées existantes permettent de combattre les différentes dégradations résultantes du bruit introduit par le canal de propagation, le codage canal reste incontournable pour l'obtention de performances acceptables dans un système réel. Ainsi une faible complexité de calcul, une faible latence, un faible coût et une plus grande flexibilité sont souhaités pour le schéma de codage. De plus une énergie par bit réduite et une efficacité améliorée sont nécessaires pour supporter des débits de données plus élevés. Le codage canal permet d'assurer une certaine diversité temporelle tout en ajoutant de l'information redondante à la trame transmise. Le décodeur sous certaines conditions liées à la structure du code doit être capable d'exploiter cette diversité afin de récupérer l'information originale de l'émetteur.

À part les systèmes de télécommunications, le codage canal est présent dans d'autres applications comme les systèmes de transfert et de stockage de données pour garantir la fiabilité et l'intégrité de l'information. Les enjeux sont très différents en fonction de l'application visée et le codage canal choisi doit s'y adapter. À titre d'exemple, dans un système de télécommunication radio mobile, durant un temps très petit, le décodeur permet d'améliorer la qualité perçue de la voix avec un taux d'erreur raisonnable par rapport à la qualité de service requise. Cependant dans un système de stockage, les erreurs sont beaucoup plus critiques, mais la contrainte de temps d'encodage/décodage est moins importante.

Claude Shannon dans ces bases de la théorie de l'information proposé en 1948, a établi les limites théoriques du débit d'information (capacité) qu'on peut transmettre sur un canal.

Il a aussi démontré que la théorie de l'information permet d'évaluer quantitativement le contenu d'un signal porteur d'un message et de déterminer la capacité d'un système de

communication à acheminer des informations. Un code correcteur d'erreurs permet d'améliorer la qualité de transmission sur un canal. Depuis, la recherche de codes correcteurs fonctionnant près de la limite de Shannon a commencé.

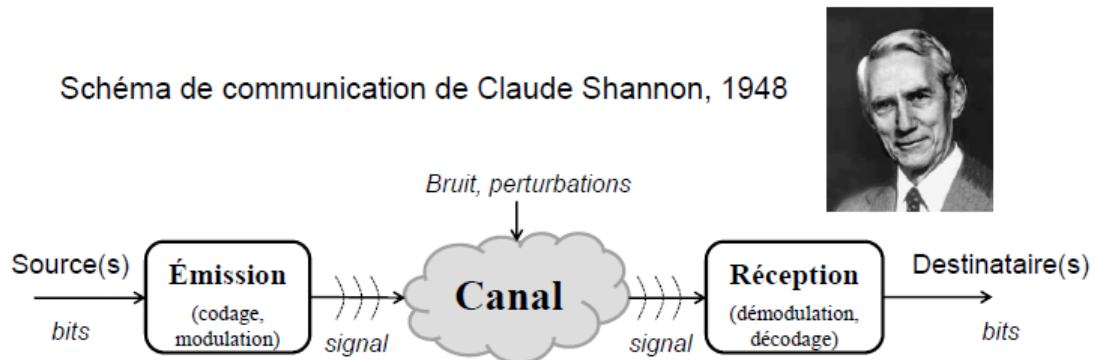


Figure III. 1 : Schéma de communication de Claude Shannon

III.3 Codes linéaires

III.3.1 Codes en bloc

Les données transmises appartiennent à un alphabet de q symboles dans le cas général, on se limitera au cas d'éléments binaires dans $GF(q) = \{0, 1\}$, ($q = 2$) où GF représente le corps de Galois¹. Un mot de code est une séquence de bits constituée par une séquence originale de taille k qu'on appelle mot d'information, à partir de laquelle on ajoute m bits de redondance. L'ajout de bits de redondance est régi par le code correcteur choisi. Le rendement du code est défini comme le taux d'information utile dans la séquence transmise et est donné par [49] :

$$R = \frac{k}{n} \tag{III.1}$$

Un code correcteur d'erreur linéaire est représenté par une matrice G appelée matrice génératrice de taille $n \times k$. Cette matrice transforme un message binaire m de k bits en un message c de taille n avec $n > k$, cette transformation est représentée par la relation suivante :

$$c = G \cdot m \tag{III.2}$$

La matrice G peut être sous forme systématique, c'est-à-dire, les informations du message s seront recopiées dans le message c en plus des informations redondantes. Ces

¹ Annexe A Notions Sur les Corps de Galois $GF(q)$

informations copiées sont appelées les bits systématiques. Les positions de ces bits systématiques peuvent être mélangées et donc on ne retrouve pas nécessairement le même ordre que le message s d'origine [50].

Le message c est transmis dans le canal et un bruit n s'ajoute à ce dernier. Le message reçu s 'écrit :

$$r = c + n \quad (\text{III.3})$$

$$r = G.m + n \quad (\text{III.4})$$

Le message binaire c doit être déduit par le récepteur à partir des signaux reçus et la détection se fait en tenant compte de la matrice génératrice G .

Dans le cas où les bits systématiques seraient copiés séquentiellement dans c la matrice génératrice G a la forme :

$$G = [I_k \quad ; \quad \mathbf{Q}]_{n \times k} \quad (\text{III.5})$$

avec I_k La matrice identité $k \times k$ et \mathbf{Q} une matrice binaire de dimensions $(n - k) \times k$.

A chaque matrice génératrice de dimension $(n \times k)$, on associé une matrice H de dimension $((n - k) \times n)$ tels que les lignes G soient orthogonale à celle de H . La matrice H est dite matrice contrôle de parité et s'écrit :

$$H = [\mathbf{Q}^T \quad I_{n-k}] \quad (\text{III.6})$$

I et \mathbf{Q} permettant de calculer les bits de redondance. A la réception, le décodeur se sert de la matrice de parité H pour détecter la présence d'erreurs.

Nous pouvons observer sur la Figure III. 2 qu'à la suite de sa transmission à travers un canal bruité, un mot de code peut être reçu contenant des erreurs. Le vecteur obtenu peut donc être différent du mot de code émis correspondant, et il sera noté comme :

$$r = (r_1, r_2, r_3, \dots, r_n) \quad (\text{III.7})$$

Un événement d'erreur peut être modélisé comme un vecteur d'erreur ou un motif d'erreur :

$$e = (e_1, e_2, \dots, e_n) \quad (III.8)$$

Où $e = r + c$

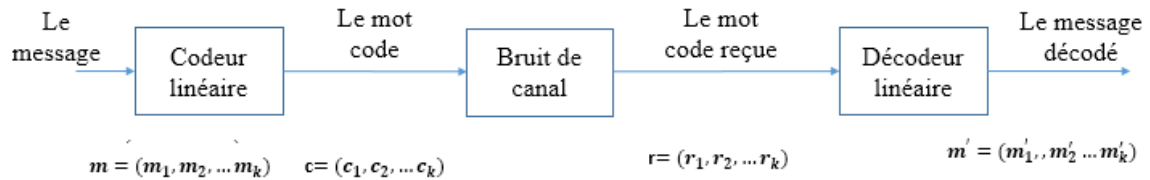


Figure III. 2 : Diagramme d'un codeur/décodeur en bloc.

Pour détecter les erreurs, on utilise le fait que tout mot de code valide doit obéir à la condition :

$$C \times H^T = 0 \quad (III.9)$$

Un mécanisme de détection d'erreur est basé sur l'expression ci-dessus, qui adopte la forme suivante :

$$S = r \times H^T \quad (III.10)$$

Où : $S = (S_1, S_2, \dots, S_n)$ est appelé le vecteur de syndrome. L'opération de détection est effectuée sur le vecteur reçu :

- Si S est le vecteur nul, le vecteur reçu est un mot de code valide.
- Sinon, il y a des erreurs dans le vecteur reçu.

Le tableau des syndromes est vérifié pour trouver le motif d'erreur correspondant e_j pour $j = 1, 2, \dots, n$, et le message décodé est obtenu par :

$$\hat{m} = r + e_j \quad (III.11)$$

III.3.2 Codes convolutifs

Les codes convolutifs, introduits en 1955 par Elias, peuvent être considérés comme un cas particulier des codes en bloc linéaires. Ils forment une classe extrêmement souple et efficace de codes correcteurs d'erreurs. Ce sont les codes les plus utilisés dans les systèmes de télécommunications fixes et mobiles. Théoriquement, ils ont les mêmes caractéristiques que les codes en blocs sauf pour la valeur de leur dimension et leur longueur. Les codes convolutifs s'appliquent sur des séquences infinies de symboles d'information et génèrent des séquences infinies de symboles codés.

Un code convolutif est dit récursif lorsque ses polynômes générateurs sont remplacés par les quotients de deux polynômes. Une partie de la sortie est alors réintroduite dans le registre à décalage selon les connexions définies par les polynômes situés aux dénominateurs [51]. Lorsqu'une partie de ses sorties est exactement égale à ses entrées le code convolutif est dit systématique. Ces codes peuvent être représentés soit par la méthode numérique basée sur la transformée en D [52], soit par la représentation graphique (l'arbre du code, le treillis, le diagramme d'état). Ainsi leurs décodages peuvent être effectués par le décodage de Viterbi [53]; qui se base sur un diagramme de treillis et sur le principe du maximum de vraisemblance ; et l'algorithme BCJR.

Le décodage de Viterbi recherche le mot de code le plus probable connaissant le mot reçu en sortie d'un canal sans mémoire. Autrement dit, il recherche le mot de code à la plus petite distance de Hamming du mot reçu. Pour cela, les arrêtes du treillis du code convolutif sont pondérées par leur distance avec le mot reçu, le décodage consiste alors à rechercher dans ce graphe pondéré le plus court chemin allant de gauche à droite. Cette recherche du plus court chemin est un problème classique de théorie des graphes dont la résolution possède une complexité polynomiale [54].

L'algorithme dit BCJR [49], proposé en 1974, doit son nom à ses auteurs : Bahl, Cocke, Jenlinek et Raviv. Cet algorithme est principalement utilisé dans les méthodes de décodage itératif des turbo-codes ainsi que pour le décodage de certains codes LDPC structurés. BCJR recherche l'information la plus probablement codée et non le mot de code le plus probable comme dans l'algorithme de Viterbi [54].

III.3.3 Turbo codes

Les Turbo-codes, après leurs inventions en 1991 ont été présentés à la communauté scientifique en 1993, par une équipe de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Brest dirigée par Claude Berrou et Alain Glavieux. Ces codes sont construits à partir d'une concaténation parallèle de deux codes convolutifs séparés par un entrelaceur afin d'assurer une certaine décorrélation entre les entrées des deux codeurs et assurer ainsi une meilleure diversité temporelle [49]. Le principal intérêt des Turbo-codes est dans le schéma de décodage lequel introduit un échange itératif de l'information permettant d'exploiter au mieux la diversité temporelle.

Ils ont été adoptés par toutes les agences spatiales mondiales, et sont utilisés dans la transmission des données du nouveau standard de téléphonie mobile qui succède au GSM. Toutefois, tous les résultats concernant ces codes n'ont été établis pour le moment que de manière expérimentale [55].

Une autre classe de codes linéaires très utilisée actuellement dans les systèmes de transmission numérique est la classe des codes LDPC (Codes Low Density Parity Check). Ce type de code nous intéresse plus particulièrement pour une association avec des systèmes MIMO précodés. Ces codes seront abordés en détail dans la section suivante.

III.4 Codes Low Density Parity Check (LDPC)

Les codes LDPC (Low-Density Parity-Check) sont des codes en bloc linéaire qu'on peut noter (n, k) ou bien (n, d_c, d_r) , où n est la longueur du mot de code ; k la longueur du mot d'information ; d_c le poids de la colonne (c'est à dire les nombres des éléments non nul dans une colonne de la matrice de parité) et d_r Le poids de la ligne (c'est-à-dire le nombre des éléments non nuls dans une ligne de la matrice de contrôle de parité).

Les codes LDPC possèdent deux caractéristiques fondamentales :

- **Parity-Check** : Les codes LDPC sont représentés par une matrice de contrôle de parité H binaire qui satisfait la condition (III.9).
- **Low- Density** : la matrice de contrôle de parité H est une matrice creuse c'est-à-dire de faible densité (La faible densité signifie qu'il y a plus de « 0 » que de « 1 » dans la matrice H).

La matrice de l'équation (III.11) représente une matrice de contrôle de parité d'un code LDPC de rendement 1/2 et produisant 4 bits de redondance :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

III.4.1 Représentation des codes LDPC

Les codes LDPC peuvent être représenté soit par le graphe de Tanner soit par la matrice de parité. Ces deux représentations sont totalement équivalentes, le choix de l'une ou l'autre est fonction du niveau de simplification qu'elle apporte pour la résolution d'un problème donné.

III.4.1.1 Graphe de Tanner

La première représentation des codes LDPC est un graphe biparti (Figure III. 3), appelé aussi graphe de Tanner [56]. Un graphe biparti contient deux types de nœuds, les nœuds de données et les nœuds fonctionnels. Deux nœuds sont reliés par une branche. Dans le cas des codes LDPC, les nœuds de données représentent le mot de code et les nœuds fonctionnels correspondent aux contraintes de parité.

Nous appellerons donc les nœuds fonctionnels, nœud de contrôle de parité. Un nœud de données i est relié à un nœud de contrôle j par une branche, si et seulement si, l'élément correspondant à la $j^{\text{ème}}$ ligne et la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice de contrôle de parité est non nul. Par convention, les nœuds de données seront représentés par des cercles et les nœuds de contrôle par des carrés. Un nœud de données correspondant à un bit du mot de code transmis sera représenté par un cercle blanc. Si un bit du mot de code n'est pas transmis (on parle de bit poinçonné), le nœud sera représenté par un cercle plein noir et appelé nœud poinçonné ou nœud caché.

Cette représentation graphique est particulièrement utile lorsque l'on veut se représenter le mécanisme de passage des messages ("message passing") qui intervient dans les décodeurs itératifs. De plus, cette représentation permet également de faire appel aux puissants outils de la théorie des graphes pour étudier et concevoir les codes LDPC. En effet nous verrons que les cycles, et en particulier leur taille, ont une influence directe sur les performances de correction

de ces codes [57]. L'article de Loeliger [58] donne un panorama général des représentations graphiques.

La Figure III. 3 représente le graphe de la matrice de contrôle, où le mot transmis est le vecteur x et où le bit x_6 a été poinçonné.

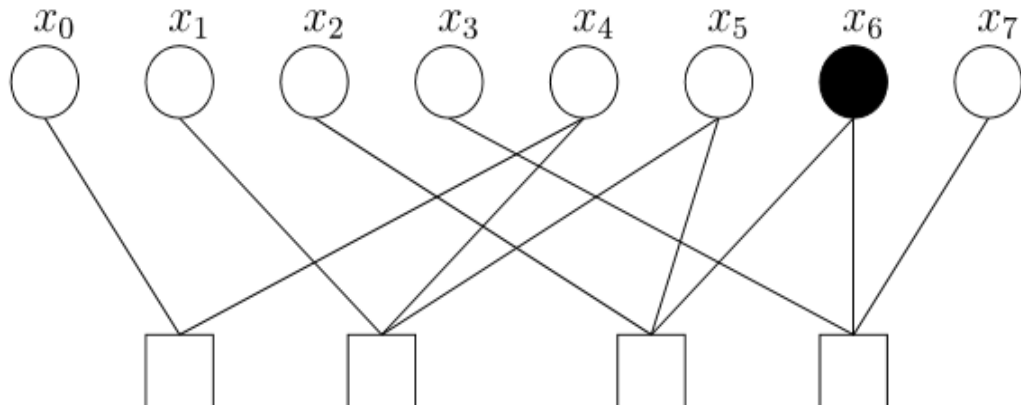


Figure III. 3 : Graphe Tanner d'un code LDPC

III.4.1.2 Matrice de parité

Le graphe de Tanner peut-être représenter sous forme d'une matrice binaire, aussi appelée matrice d'adjacence. Dans cette matrice, chaque colonne correspond à un nœud de données (U) et chaque ligne correspond à un nœud de contrainte (C). L'élément (i, j) de la matrice est non nul si et seulement s'il existe une arête reliant le nœud d'indice j de U au nœud d'indice i de C . En fait, la matrice d'adjacence du graphe de Tanner est la matrice de parité d'un code LDPC. Dans tout code linéaire, la matrice de parité définit totalement le code [57].

Plus précisément, les relations entre les symboles des mots du code seront définies par la matrice de parité, sous la forme d'un système linéaire. Dans son introduction des codes LDPC, Gallager a spécifié que cette matrice devait avoir un faible nombre d'éléments non-nuls. Donc, chaque relation va concerner un petit nombre de symboles tant que la matrice est creuse. La matrice de parité la plus creuse sera utilisée pour définir le code LDPC [57].

Soit H la matrice représentant un code LDPC (n, k) donné, avec n est la longueur du code et k c'est sa dimension sur F_q . H est de taille $(M \times N)$ dans F_q , on note $M = N - K$. Les symboles sources sont définis par les k premières colonnes et les symboles de redondance (symboles de parité dans le cas binaire) sont définis par les $N - K$ dernières colonnes. La

matrice appelée H_1 Présente les symboles source et correspond à la partie gauche de la matrice *correspond*, La matrice appelée H_2 présente les symboles de redondance et correspond à la partie droite de la matrice H .

Si on considère que les symboles source sont présentés par un élément de F_q^k appelé X , et que les symboles de redondance sont présentés par un élément Y de $F_q^{(n-k)}$, alors on a la relation :

$$(H_1|H_2) \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} = 0 \quad (\text{III.13})$$

Dans le cas d'un code binaire, si on considère ce système équation par équation on obtient la propriété suivante : pour un mot de code donné, pour chaque ligne de la matrice de parité, la somme des symboles (source et parités) présents dans celle-ci est nulle. La matrice de parité peut avoir une structure particulière. Par exemple pour les codes de type "Repeat-Accumulate" (RA), la partie droite de la matrice de parité a une structure triangulaire inférieure elle peut également posséder une structure par bloc, comme pour les codes LDPC quasi-cycliques ou une structure bande [57].

Au-delà de la faible densité de sa matrice de parité, les performances obtenues seront largement tributaires du nombre d'entrées non nulles par ligne et par colonne. On appelle cette quantité, le degré d'une ligne (resp. colonne). Quand cette quantité est constante, on appelle le code ainsi défini un code LDPC régulier [57].

L'équation III.9 présente la matrice de parité d'un code LDPC régulier, ($k = 6, n = 12, d_c = 3, d_r = 6$).

$$H_a = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Le degré des colonnes est noté d_c et le degré des lignes est noté d_r . Par conservation du nombre total d'entrées non nulles dans la matrice on obtient la relation suivante :

$$d_c n = d_r (n - k) \tag{III.15}$$

III.4.1.3 Cycle et Circonférence du code

Un cycle (boucle) dans un graphe de Tanner est une séquence de sommets reliés et qui commence et se termine au même sommet dans le graphe et qui contient les autres sommets pas plus d'une fois (Figure III. 5). La durée d'un cycle est le nombre d'arêtes qu'il contient [56].

La circonférence est la longueur minimale des cycles dans leur graphe de Tanner.

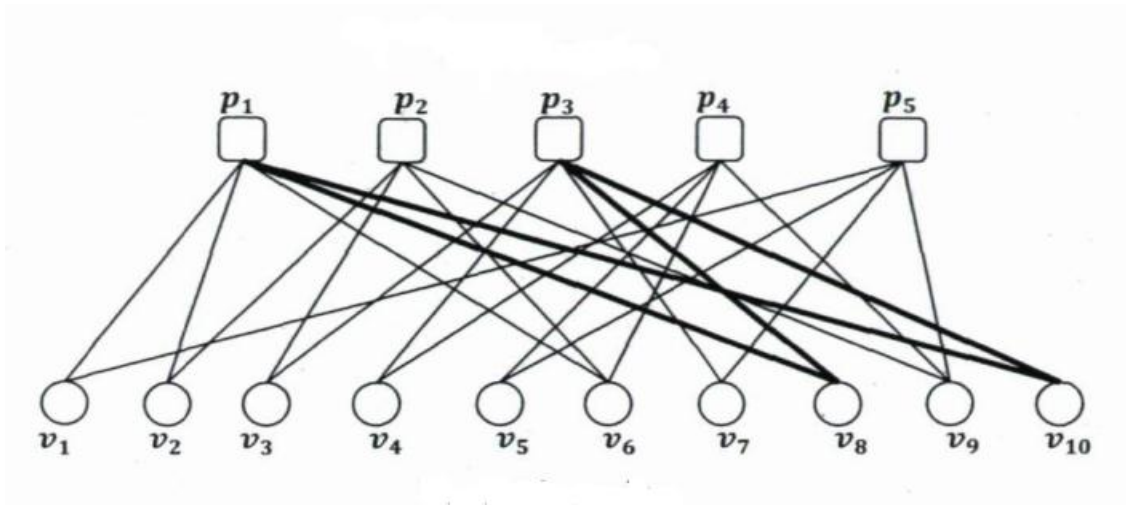


Figure III. 4 : Cycle dans un graphe de Tanner.

III.4.1.4 Codes LDPC réguliers et irréguliers

Les premiers codes LDPC proposés par Gallager ont une structure régulière. Les nœuds de variable et les nœuds de parité ont des degrés de connexion d_c (respectivement d_r) constants. Toutes les colonnes ont alors le même nombre de positions non nul. Cette condition est valable aussi pour les lignes. Le nombre total de positions non nulles dans la matrice est égal au nombre d'arêtes du graphe. On en dérive [49] :

$$d_c N = d_r (N - K) \Rightarrow \frac{K}{N} = R = 1 - \frac{d_c}{d_r} \tag{III.16}$$

Si les nœuds du graphe d'un code LDPC ont des degrés de connexion différents, on dit alors que la matrice est irrégulière.

Les codes LDPC réguliers sont plus faciles à réduire la complexité dans les implémentations matérielles (hardware) et logicielles (software). D'autre part, les codes LDPC irréguliers ont une meilleure performance que les réguliers [59].

III.4.2 Construction des codes LDPC

La construction d'un code LDPC consiste à attribuer un petit nombre de valeurs dans une matrice de zéros à 1 de sorte que les lignes et les colonnes ont la distribution du degré requis. La construction est basée sur différents critères de conception à mettre en œuvre pour un encodage et un décodage efficace, afin d'obtenir une capacité proche de la capacité théorique.

Les méthodes pour construire de bons codes LDPC peuvent être résumées en deux classes principales : constructions aléatoires et structurées.

Pour des codes LDPC de grande taille une construction aléatoire est privilégiée [60], [61] tandis que pour des codes de petite ou de moyenne taille une construction structurée est adoptée. Dans cette dernière classe principalement deux méthodes existent : La première méthode est basée sur des géométries finies, tandis que la deuxième catégorie est basée sur des matrices de permutation circulantes. Dans ce travail, c'est la deuxième méthode qui nous intéresse le plus.

III.4.2.1 Construction pseudo aléatoire

Les codes LDPC pseudo aléatoires sont générés par ordinateur. Ils donnent de bonnes performances pour les codes de longueurs importantes, en particulier pour les codes irréguliers où ces performances atteignent jusqu'à 0.0045dB de la limite de Shannon [59].

Le code généré par cette méthode peut avoir une longueur très grande ainsi une augmentation de poids et de la taille minimale [62]. Cependant, la mise en œuvre de ces codes n'est pas facile dans la pratique. Et comme la matrice de parité ne comportant pas de symétrie, la construction pseudo aléatoire devient problématique et le stockage peut être gourmand.

III.4.2.2 Constructions structurées

Il existe plusieurs méthodes de constructions structurées, ils sont basés soit sur les matrices de permutation (méthode de Gallager, méthode de MacKay et Neal et QC-LDPC), soit sur les géométries finies, soit sur des méthodes combinatoires.

III.4.2.2.1 Constructions de Gallager

La première méthode de construction des codes LDPC réguliers a été initiée par Gallager [59], elle se base sur les matrices de permutation qui ne sont pas forcément circulaires. Le processus de construction des codes réguliers $C(N, d_c, d_r)$ Basé sur cette méthode s'effectue comme suit :

1. Une sous-matrice de permutation H_1 de dimension $(\frac{N}{d_r} \times N)$ est créée, telles que les d_c premières colonnes de la première ligne sont à "1" et chacune des lignes restantes de H_1 est obtenue par décalage vers la droite de d_c par rapport à la ligne précédente [59],
2. les $d_c - 1$ sous-matrices sont créées par des permutations aléatoires sur H_1 [59].

L'équation III.17 présente un exemple d'une matrice de contrôle H d'un code LDPC régulier $C(12, 3, 4)$ construit par la méthode de Gallager.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

III.4.2.3 Construction de MacKay et Neal

Une autre construction commune pour les codes LDPC est une méthode proposée par MacKay et Neal. Dans ce procédé, des colonnes de H sont ajoutées une colonne à la fois de gauche à droite. Le poids de chaque colonne est choisi pour obtenir la distribution correcte et les emplacements des entrées non nulles dans chaque colonne choisie au hasard parmi les lignes qui ne sont pas encore complète [63].

L'équation III.18 présente un exemple d'une matrice de contrôle H d'un code LDPC régulier $C(12, 3, 4)$ construit par la méthode de MacKay et Neal.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

La méthode de construction proposée par Gallager et ensuite par MacKay et Neal ne garantit pas un large cycle qui est un critère important pour l'optimalité d'un décodeur itératif. De nouvelles méthodes de conception comme les codes bloc LDPC quasi-cyclique (QC-LDPC), les protographes et les codes Repeat Accumulate, basées aussi sur les matrices de permutation, ont vu le jour dans les années 2000 [64], [65], [66]. Dans le paragraphe suivant nous présentons une brève description des codes bloc QC-LDPC largement utilisés dans les nouvelles normes.

III.4.2.3.1 Codes LDPC Quasi-Cyclique

Les codes LDPC quasi-cycliques (QC-LDPC) sont une classe particulièrement importante des codes LDPC présente dans une variété de normes de systèmes de communication, telles que IEEE 802.16e, DVBS2 et 802.11.

La construction des codes LDPC quasi-cycliques [67] consiste en la décomposition d'une matrice carrée, régulière et circulaire en plusieurs matrices circulaires de mêmes dimensions, mais avec des poids différents. Le code QC-LDPC régulier $C(d_r, d_c)$ peut être représenté par sa matrice de parité qui est sous la forme :

$$H = \begin{bmatrix} I_0 & I_0 & \dots & I_0 & \dots & I_0 \\ I_0 & I_{p_{1,1}} & \dots & I_{p_{1,l}} & \dots & I_{p_{1,d_c-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I_0 & I_{p_{j,1}} & \dots & I_{p_{j,l}} & \dots & I_{p_{j,d_c-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I_0 & I_{p_{d_r-1,1}} & \dots & I_{p_{d_r-1,l}} & \dots & I_{p_{d_r-1,d_c-1}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Où $1 \leq j \leq d_r - 1$, $1 \leq l \leq d_c - 1$ et $I_{p_{j,l}}$ représente la matrice de permutation circulante.

Les codes QC-LDPC peuvent être également représentés par la matrice de base ou matrice des décalages qui est définie par :

$$H_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & I_{p_{1,1}} & \dots & I_{p_{1,l}} & \dots & I_{p_{1,d_c-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & I_{p_{j,1}} & \dots & I_{p_{j,l}} & \dots & I_{p_{j,d_c-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & I_{p_{d_r-1,1}} & \dots & I_{p_{d_r-1,l}} & \dots & I_{p_{d_r-1,d_c-1}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Comme les codes QC-LDPC sont encodés en temps linéaire, avec des registres de décalage et nécessitent peu d'espace mémoire pour stocker les graphes de code pour le décodage [57], il suffit donc de mémoriser les premières rangées de chaque sous-matrice. Les autres rangées sont formées soit par permutations circulaires successives, soit en utilisant la méthode de la décomposition de rangée, qui consiste à décomposer la première ligne en plusieurs lignes, ensuite en faisant des permutations circulaires à la droite de chaque nouvelle ligne. Par conséquent, les codes QC-LDPC sont adaptés pour la mise en œuvre matérielle.

Une classe spéciale de codes LDPC quasi-cycliques sont les codes LDPC de type bloc (B-LDPC) qui possèdent un algorithme de codage efficace en raison de la structure simple de leurs matrices de parité. Avec une implémentation efficace du codeur et du décodeur et une bonne performance d'erreur, les codes B-LDPC représentent une alternative prometteuse pour l'implémentation des systèmes de codage LDPC en temps réel. Dans [68], l'auteur présente les estimations de valeurs de sortie et de la complexité matérielle pour les décodeurs et les codeurs B-LDPC. Les codes B-LDPC sont construits comme des codes QC-LDPC irréguliers avec des matrices de parité presque triangulaires inférieures, de sorte qu'ils aient un algorithme de codage efficace, un bon palier de bruit et un plancher d'erreur bas. Leur complexité ne dépend pas de la taille des matrices de parité [69].

Comme exemple nous citons les codes LDPC quasi cyclique avec une structure convolutive. La taille Z des sous-matrices cycliques définit l'écart entre les deux diagonales de la partie convolutive, d'où l'utilisation d'un codeur convolutif défini par $(1 + \frac{1}{1+D^Z})$.

Les codes utilisés sont systématiques, la matrice génératrice G est donc systématique, cependant le poids de ses dernières colonnes peut être élevé. Le codage par multiplication matricielle peut alors être coûteux. Une méthode de codage utilisant des registres à décalage est alors plus efficace et profite de la structure quasi-cyclique de la matrice génératrice. Ce codage est schématisé par la Figure III. 5 (où \otimes désigne la multiplication de chacun des éléments d'un

vecteur par une même valeur binaire). Le codage des codes LDPC quasi-cycliques peut donc faire appel à des registres à décalage. En effet, la matrice génératrice G d'un code LDPC quasi-cyclique est de la forme :

$$G = (I_d \mid D) \quad (\text{III.21})$$

où D est une matrice quasi-cyclique de taille $K \times (N - K)$.

Si d_i désigne la i -ème ligne de la matrice D , et que le mot d'information à coder est $u = (u_1, \dots, u_K)$ alors le mot de code correspondant est :

$$c = u.G = (u_1, \dots, u_K, c_{K+1}, c_N) \quad (\text{III.22})$$

Avec $(c_{K+1}, \dots, c_N) = u_1 d_1 \otimes u_2 d_2 \otimes \dots \otimes u_K d_K$.

De plus, la quasi-cyclicité de D implique une logique entre ses lignes, celle-ci est vérifiée sur des blocs de taille $Z \times Z$. Lors du codage, cette propriété est obtenue grâce aux registres à décalage qui sont réinitialisés tous les Z tops d'horloge. Au i -ème top d'horloge, l'initialisation est donnée par la ligne d_{iZ} (le premier registre est initialisé par les Z premiers bits de d_{iZ} , le second par les Z bits suivants et ainsi de suite) [54].

Au i -ème top d'horloge, la concaténation du contenu des registres à décalage permet de reconstruire la ligne d_i de la matrice D , celle-ci est ensuite multipliée par le i -ème bit d'information afin de déterminer $u_i d_i$. Le vecteur ainsi calculé est ajouté (modulo 2) au vecteur obtenu précédemment, le vecteur résultat contient alors $u_1 d_1 \otimes u_2 d_2 \otimes \dots \otimes u_i d_i$. Au top d'horloge suivant, le contenu des registres est décalé d'un cran et le bit d'information u_{i+1} est entré dans le codeur. Lorsque tous les bits d'information ont été entrés dans le codeur, le vecteur résultat contient la parité recherchée. La concaténation de l'information et de la parité ainsi déterminée forme alors le mot de code [54].

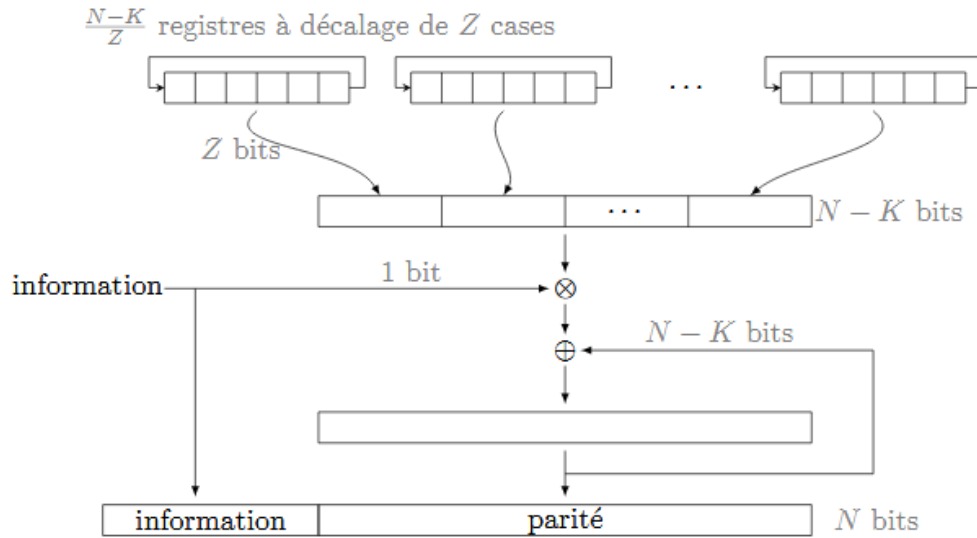


Figure III. 5 : Schéma de codage des codes LDPC quasi-cycliques.

III.4.2.4 Constructions basées sur les géométries finies

La construction des codes LDPC à partir d'une approche géométrique est basée sur les lignes et les points d'une géométrie finie. Les géométries finies bien connus sont les géométries euclidiennes et géométries projectives sur des corps finis, ces géométries sont introduites par Kou et al dans [69]. Basée sur ces deux familles de la géométrie finies, quatre classes de codes LDPC sont construites. Les codes de ces quatre classes sont cycliques ou quasi-cycliques, et leur codage peut donc être mis en œuvre avec des registres à décalage à rétroaction linéaire basée sur leurs polynômes générateurs (ou caractérisation).

Les codes LDPC basée sur les géométries finies ont des distances minimales relativement bonnes, ont des performances à quelques dixièmes de décibels dB de la limite théorique de Shannon et leurs graphes de Tanner ne contiennent pas de cycles de longueur 4. Ils peuvent être décodés avec différentes méthodes de décodage, allant d'une complexité faible à une complexité élevée et d'une performance bonne à une performance très bonne. Ces méthodes de décodage comprennent : le décodage (MLG) [70, 71], le décodage BF, le décodage MLG pondéré [72], le décodage BF pondéré, le décodage de probabilité a posteriori, et le décodage itératif basé sur la propagation des croyances (communément appelé algorithme de somme-produit (SPA)) [60,61]. Les codes LDPC basés sur la géométrie finie, en particulier les codes à haut débit, fonctionnent très bien avec le décodage SPA itératif [63].

III.4.3 Principe d'encodage LDPC

Quels que soient leurs nombreux avantages, le codage des codes LDPC peut constituer un obstacle pour les applications commerciales, car ils ont une grande complexité de codage et du retard de codage. Le codage pour les codes LDPC comprend essentiellement deux tâches :

- Construire une matrice de contrôle de parité creuse (sparse).
- Générer les mots de code à l'aide de cette matrice.

III.4.3.1 Codage conventionnel basé sur l'élimination de Gauss-Jordan

L'algorithme de codage classique est basé sur l'élimination de Gauss-Jordan et la réorganisation des colonnes pour calculer le mot de code.

Semblable à la méthode générale de codage des codes en blocs linéaires, Neal a proposé un schéma simple [73]. Pour un mot de code C donné et une matrice de contrôle de parité H irrégulière de taille $(m \times n)$, on partitionne le mot de code C en bits de message x , et des bits de contrôle de parité p .

$$C = (x \mid p) \tag{III.23}$$

Après l'élimination de Gauss-Jordan, la matrice de contrôle de parité H est convertie en forme systématique et ensuite divisée en une matrice A de taille $m \times (n - m)$ sur la gauche et une matrice B de taille $m \times m$ sur la droite.

$$H = (A \mid B) \tag{III.24}$$

De la condition (III.9), nous avons :

$$A \cdot x^T + B \cdot p^T = 0 \tag{III.25}$$

Par conséquent,

$$p^T = B^{-1} A \cdot x^T \tag{III.26}$$

L'équation (III.26) peut être utilisée pour calculer les bits de contrôle sous la condition que B soit non singulière².

² Une matrice carrée est dite singulière si elle n'est pas inversible.

D'une manière générale, la matrice de contrôle de parité H ne sera pas une matrice creuse après le prétraitement. Ainsi, la complexité des procédés classiques pour le codage de ce code LDPC est élevée.

III.4.3.2 Codage par approximation triangulaire inférieure

La complexité des algorithmes de codage classiques est essentiellement proportionnelle au carré de la longueur de code et devient un problème important pour de grandes longueurs de code. Pour résoudre ce problème, Richardson et Urbanke proposent dans [74] un algorithme de codage efficace pour des codes LDPC. Nous allons donner une description détaillée de cet algorithme de codage dans ce qui suit.

L'idée est de faire une transformation de la matrice de contrôle de parité en utilisant seulement la permutation des lignes et des colonnes de manière à maintenir H creuse. Toute matrice creuse arbitraire peut être convertie en une matrice de contrôle de parité souhaitée H avec une forme triangulaire inférieure approximative comme le montre la Figure III. 6.

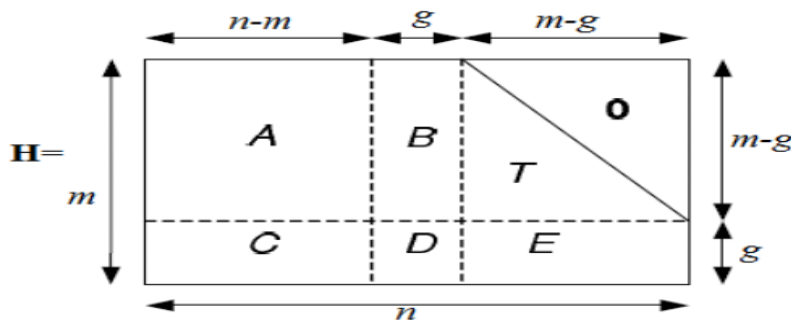


Figure III. 6 : Représentation sous forme pseudo-triangulaire inférieure de la matrice H .

Algorithme de Richardson-Urbanke :

Les étapes de cet algorithme se résument comme suite :

1. Effectuer la permutation de ligne et de colonne pour mettre H sous une forme triangulaire inférieure approximative :

$$H = \begin{bmatrix} A & B & T \\ C & D & E \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Où A est de taille $(n - m) \times (m - g)$, B est de taille $g \times (m - g)$ T est une matrice triangulaire inférieure de taille $(m - g) \times (m - g)$, C est de taille $(n - m) \times g$ D est de

taille $g \times g$ et enfin E est de taille $(m - g) \times g$. Les g lignes de H sont appelées l'écart de la représentation approximative.

2. Une fois le format triangulaire supérieur T est obtenu, nous utilisons l'élimination de Gauss pour vider E ce qui est équivalent à la pré-multiplication suivante :

$$\begin{pmatrix} I & 0 \\ -ET^{-1} & I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A & B & T \\ C & D & E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B & T \\ -ET^{-1}A + C & -ET^{-1}B + D & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.28})$$

$$= \begin{pmatrix} A & B & T \\ C' & D' & 0 \end{pmatrix}$$

Où l'on note :

$$C' = -ET^{-1}A + C \quad (\text{III.29})$$

$$D' = -ET^{-1}B + D \quad (\text{III.30})$$

3. Codage

Considérons le mot de code C constitué d'une partie x systématique et de deux parties de parité P_1 et P_2 , avec les longueurs g et $(m - g)$, respectivement. On applique la condition $H \cdot x^T = 0$ au code $C = [x P_1 P_2]$, nous obtenons :

$$Ax^T + Bp_1^T + Tp_2^T = 0 \quad (\text{III.31})$$

$$\widehat{C}x^T + \widehat{D}P_1^T + OP_2^T = \widehat{C}x^T + \widehat{D}P_1^T = 0 \quad (\text{III.32})$$

Supposons que D est inversible, P_1 peut être trouvé à partir de (III.31) :

$$P_1^T = -\widehat{D}^{-1}\widehat{C}x^T = -\widehat{D}^{-1}(-ET^{-1}A + C)x^T \quad (\text{III.33})$$

Où la faible densité de A , B et T peut être utilisé pour maintenir la complexité de cette opération faible ; puisque T est triangulaire supérieure, P_2 peut-être trouvé par :

$$P_2^T = -T^{-1}(Ax^T + BP_1^T) \quad (\text{III.34})$$

Cette méthode est la plus populaire pour le codage des codes LDPC et elle a été adoptée par la norme IEEE 802.11n et la norme IEEE 802.16e. L'avantage de ces codes est leurs

constructions qui sont réalisées d'une manière systématique qui diminue la complexité de codage et abaisse la mémoire requise.

III.4.4 Principe de décodage LDPC

L'avantage des codes LDPC par rapport aux autres codes c'est que leur décodage ne pose pas autant de problèmes pour les chercheurs que leur construction. Cet aspect important est principalement dû à la faible densité de la matrice de parité. Donc le travail le plus difficile est de trouver les meilleures méthodes pour construire des codes LDPC efficaces.

Gallager (1962) a introduit deux types de décodeurs :

- i. Un décodeur appelé 'bit flipping decoder', que l'on considère alors comme insuffisant dans sa capacité de décodage ;
- ii. Un décodeur de transmission de messages appelé 'message-passing decoder' qui fonctionnait beaucoup mieux mais il était plus complexe.

Ces deux décodeurs sont les deux principales classes de décodeurs activement recherchés à ce stade. Une troisième classe de décodeurs sur lesquels la recherche est active est celle basée sur la programmation linéaire telle que présentée initialement dans les travaux de Feldman en 2003 [75] et par la suite en 2005 [76]. Mais ces décodeurs ne sont actuellement ni suffisants ni bons pour corriger les erreurs par rapport aux deux autres classes de décodeurs. Cependant, leurs avantages se trouvent dans une analyse facile avec des outils établis de la théorie de la programmation linéaire, et une réduction de la complexité des décodeurs.

D'une manière générale nous pouvons classer les méthodes de décodage des codes LDPC comme suit :

1. Décodage avec des décisions fermes
 - Décodage avec la logique majoritaire (MLG)
 - Décodage avec basculement de bit (BF)
2. Décodage avec des décisions pondérées
 - Décodage basé sur la probabilité a posteriori (APP)
 - Décodage itératif basé sur la propagation de la confiance (BP)
3. Décodage mixte (ferme et pondéré)
 - Décodage BF pondéré

La méthode MLG est la plus simple du point de vue de la complexité du circuit. La méthode BF demande un peu plus de complexité du circuit, mais elle donne des meilleures performances d'erreur que la méthode MLG. Les méthodes APP et BP donnent des meilleures performances d'erreur, mais nécessitent aussi une plus grande complexité du circuit. Le décodage BP itératif représente un bon compromis entre les deux caractéristiques.

Dans ce qui suit nous décrivons les algorithmes de base utilisés dans le cadre de notre travail pour le décodage des codes LDPC.

III.4.4.1 Algorithme de décodage par propagation de confiance (BP)

Pour décrire les algorithmes de décodage itératif des codes LDPC, nous utiliserons la notation du tableau III.1.

Considérons un code LDPC (n, k) avec une matrice de contrôle H de taille $(n - k) \times n$. Avec $R = k/n$ le taux de codage. $c = (c_1, c_2, \dots, c_n)$ Désigne le mot de code. E_b et l'énergie binaire moyenne normalisée à 1. N_0 Densité moyenne du bruit.

$r = (r_1, r_2, \dots, r_n)$ est le vecteur reçu. $z = (z_1, z_2, \dots, z_n)$ est le vecteur estimé obtenu à partir de r .

Tableau III. 1 : Notation utilisée pour les algorithmes de décodage LDPC.

| | |
|------------|--|
| s | $s = z.H^T$ |
| p_j^a | Une probabilité a priori des mots de code transmis $c_j = a$ où a est 0 ou 1 |
| f_j^a | Une probabilité a posteriori (APP) de $q_j^a = Pr(c_j = a r_j)$ |
| $l(c_j)$ | Rapport de vraisemblance logarithmique (LLR), $\log(f_j^0)/(f_j^1)$ |
| q_{ij}^a | Probabilité que le bit j de x est a , étant donné l'information de contrôle i . |
| r_{ij}^a | La probabilité de contrôle i étant satisfaite si le bit j de x est considéré fixé, et les autres bits ont une distribution séparée donnée par q_{ij} . |

Le décodage par l'algorithme de propagation de croyance (BP) peut être conduit soit dans le domaine probabiliste soit dans le domaine logarithmique [78][79].

L'avantage d'utiliser des probabilités logarithmiques est qu'un produit de plusieurs messages sera converti en une somme. Cela réduira la complexité du processus de décodage étant donné qu'une somme est plus simple à mettre en œuvre sur du matériel. Les deux algorithmes de décodage ont des taux d'erreur binaires presque égaux.

a) Algorithme de décodage BP probabiliste :

- L'algorithme est décrit comme suite :

Entrée : - Définir une probabilité à postériori (APP) f_j^0 et f_j^1 pour chaque bit c_j .

$$f_j^1 = P(c_j = 1 | r_j) = \frac{1}{1 + e^{-\frac{2r_j}{\sigma^2}}} \quad (\text{III.35})$$

$$f_j^0 = 1 - f_j^1 \quad (\text{III.36})$$

Initialisation : - Initialisés les variables q_{ij}^0 et q_{ij}^1 aux valeurs f_j^0 et f_j^1 .

- Régler le compteur de boucle et le nombre maximum d'itérations l_{\max} .

Traitement itératif :

1. Opération sur les lignes :

- Définir $\delta q_{ij} = q_{ij}^0 - q_{ij}^1$ et calculer pour chaque i, j :

$$\delta r_{ij} = \prod_{j' \in N(i) \setminus j} \delta r_{ij'}^a \quad (\text{III.37})$$

- Puis définir : $r_{ij}^0 = \frac{1}{2}(1 + \delta r_{ij})$ et $r_{ij}^1 = \frac{1}{2}(1 - \delta r_{ij})$

2. Opération sur les colonnes :

- Pour chaque j et i et $a = 0,1$ mettre à jour :

$$q_{ij}^a = \alpha_{ij} f_j^a \prod r_{ij}^a \quad (\text{III.38})$$

Où α_{ij} est choisi de sorte que $q_{ij}^0 + q_{ij}^1 = 1$

3. Décision :

- Mettre à jour les probabilités q_j^0 et q_j^1 donnés par :

$$q_j^a = \alpha_j f_j^a \prod r_{ij}^a \quad (\text{III.39})$$

$$\hat{c} = \begin{cases} 1, & q_j^1 > q_j^0 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

4. Teste de la parité :

- Si $\hat{c} \cdot H^T = 0$ alors donnée \hat{c} est arrêter l'algorithme.

5. Conteur d'itérations :

- Arrêter si $i > i_{max}$ sinon aller à 1 .

b) Algorithme de décodage BP logarithmique

L'algorithme de décodage BP logarithmique [77] est une version améliorée de l'algorithme BP probabiliste, en introduisant des rapports de vraisemblance logarithmiques (LLR) qui réduisent la plupart des multiplications à des additions.

Nous définissons d'abord :

$$l(c_j) = \log\left(\frac{f_j^0}{f_j^1}\right) \quad (\text{III.41})$$

$$l(r_{ij}) = \log\left(\frac{r_{ij}^0}{r_{ij}^1}\right) \quad (\text{III.42})$$

$$l(q_{ij}) = \log\left(\frac{q_{ij}^0}{q_{ij}^1}\right) \quad (\text{III.43})$$

$$l(q_j) = \log\left(\frac{q_j^0}{q_j^1}\right) \quad (\text{III.44})$$

Entrée : Rapport de vraisemblance logarithmique (LLR) $l(c_j)$ pour chaque bit

$$x_j, j = 1, \dots, n.$$

Initialisation : Pour un canal AWGN.

$$l(q_{ij}) = l(c_j) = \frac{2r_j}{\sigma^2} \quad (\text{III.45})$$

Traitement itératif :

1. Opération sur les lignes :

- De la réorganisation de l'étape 1) dans l'algorithme BP probabiliste, nous avons :

$$1 - 2r_{ij}^1 = \prod_{j' \in N(i) \setminus j} (1 - q_{ij'}^1) \quad (\text{III.46})$$

- En utilisant :

$$\tanh \left[\frac{1}{2} \log \left(\frac{f_j^0}{f_j^1} \right) \right] = f_j^0 - f_j^1 = 1 - 2f_j^1, \quad (\text{III.47})$$

(III.46) est transformé en :

$$\tanh \left(\frac{1}{2} l(r_{ji}) \right) = \prod \tanh \left(\frac{1}{2} l(q_{ij'}) \right) \quad (\text{III.48})$$

2. Séparation des $l(q_{ij})$:

- Pour retirer les produits de (III.48) nous définissons :

$$l(q_{ij}) = \alpha_{ij} \beta_{ij} \quad (\text{III.49})$$

$$\alpha_{ij} = \text{sign} [l(q_{ij})] \quad (\text{III.50})$$

- Ainsi et après développement on a :

$$l(r_{ij}) = \prod \alpha_{ij} \cdot \phi \left(\sum \phi(\beta_{ij}) \right) \quad (\text{III.51})$$

Avec : $\phi(x) = -\text{thah} \left[\log \left(\frac{x}{2} \right) = \log \left(\frac{e^x + 1}{e^x - 1} \right) \right]$

3. Opération sur les colonnes :

- Pour la $j^{\text{ème}}$ colonne mettre à jour l

$$l(q_{ij}) = l(c_j) + \sum_{j \in N(i)} l(r'_{ij}) \quad (\text{III.52})$$

4. Décision :

$$l(q_j) = l(c_j) + \sum_{j \in N(i)} l(r_{ij}) \quad (\text{III.53})$$

$$\hat{c}_j = \begin{cases} 1, & l(q_j) < 0 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

5. Teste de la parité :

- Si $\hat{c} \cdot H^T = 0$ alors donnée \hat{c} est arrêtée l'algorithme.

6. Conteur d'itérations :

- Arrêter si $i > i_{max}$ sinon aller à I .

III.5 Code LDPC pour Système MIMO

En raison de leur performance et leur capacité d'atteindre la limite de Shannon, les codes LDPC ont été intégrés dans plusieurs normes de transmissions numériques. En 2003 les LDPC ont fait leurs apparitions dans la norme de diffusion vidéo numérique pour les diffusions terrestres (DVB-S2), par satellite et par câble (ETSI, 2012, 2013a, b). Pour cette norme, le code LDPC peut être une combinaison de trames normales et courtes, qui ont des longueurs de mot de code de 64 800 bits et 16 200 bits, respectivement. Les trames normales ont 11 taux de codage différents allant de 1/4 à 9/10 et les trames courtes ont 10 taux de codage différents allant de 1/4 à 8/9.

En 2009 le standard WiMax adopte le code LDPC pour la correction d'erreur. Le code utilisé dans la norme WiMax est un code quasi-cyclique. Il définit des codes de longueurs compris entre 576 et 2304 bits. La norme a défini des codes de taux 1/2 et 1/4.

La norme Wifi utilise également un code QC-LDPC pour la correction d'erreur. La structure est la même que dans la norme WiMax. Les longueurs de bloc sont 648, 1296 et 1944 bits avec des taux de 1/2, 2/3, 3/4 et 5/6. La norme Ethernet (IEEE, 2012a) utilise également les codes LDPC pour la correction d'erreur.

Suite à cette adoption des codes LDPC par plusieurs normes, une concaténation aux systèmes MIMO est devenue une évidence vu les performances apportées par les systèmes multi antenne. Dans ce cadre nous proposons dans cette partie l'étude des performances de

la concaténation des codes LDPC quasi-cyclique à un codage STBC dans une configuration MIMO. L'objectif principal de cette partie est de montrer la faisabilité d'un tel système et de démontrer son intérêt.

III.5.1 Présentation du système

Dans cette partie, nous examinons les performances de la concaténation d'un code LDPC Quasi-Cyclique régulier (QC-LDPC) avec le codage STBC d'Alamouti dans un système MIMO, avec une modulation BPSK. Le canal de transmission est à évanouissement de Rayleigh plus un bruit blanc gaussien additif (AWGN).

Les résultats de performance sont évalués en termes du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport signal sur bruit. Le but de cette concaténation est d'améliorer la capacité sur les canaux MIMO.

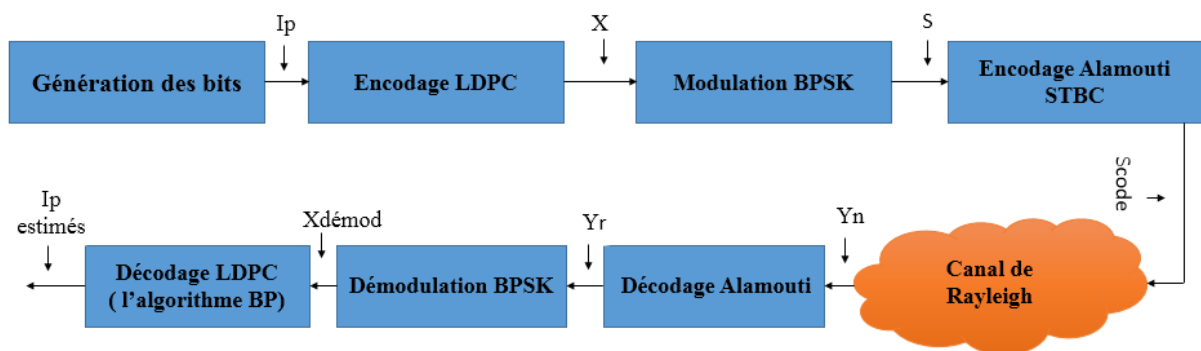


Figure III. 7 : Modèle de la chaîne de transmission MIMO-LDPC simulé.

Considérons pour cette étude un système MIMO avec N antennes d'émission et M antennes de réception comme le montre la Figure III.7. La chaîne est composée de trois parties : l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur.

Les bits d'information I_p générés par la source sont codés par un codeur LDPC Quasi-cyclique défini par sa matrice de parité de taille (261,522) et un taux de codage $R = \frac{1}{2}$. Le flux codé noté X est modulé par le modulateur BPSK.

Un codage spatio-temporel est effectué par la suite par un code Alamouti dont l'objectif principal est d'introduire une diversité spatiale et temporelle et d'implémenter une détection efficace par symbole sur le récepteur par le biais d'un combineur MRC (maximum-ratio combiner) [80]. Le mot de code **Scode** est transmis sur un canal de transmission de Rayleigh.

A la réception ce signal \mathbf{Y}_r va être combiné par une approche MRC, puis démodulé et en dernier décodé par le décodeur LDPC utilisant l'algorithme de propagation de croyance, pour aboutir au final aux bits d'information $\hat{\mathbf{I}}_p$ estimés.

Etant donné que le niveau du bruit est constant, nous allons varier la puissance du signal dans le but de faire varier le niveau du rapport signal sur bruit dans l'intervalle $[0, 16]$ dB.

III.5.2 Résultats et discussions

Cette partie présente les résultats de simulations pour l'intégration du codage canal QC-LDPC dans la chaîne de transmission MIMO. Plusieurs paramètres seront étudiés pour voir leurs influences sur une telle transmission.

Pour la première simulation nous considérons un système MIMO 2×2 avec et sans codage QC-LDPC. Le taux de codage utilisé est de $R = 1/2$. L'algorithme de décodage utilisé est l'algorithme BP logarithmique (section II.4.4.1.b). Le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit pour une telle transmission est présenté sur la Figure III. 7.

Les résultats montrent clairement que la concaténation des codes QC-LDPC à un schéma STBC d'Alamouti dans un système MIMO apporte une grande amélioration en termes du TEB par rapport au système sans schéma STBC. Pour un RSB =16dB le système MIMO-LDPC-Alamouti présente un TEB qui dépasse les 10^{-6} , alors que le système MIMO-LDPC sans Alamouti présente un TEB qui ne dépasse pas les 10^{-4} pour la même valeur de RSB.

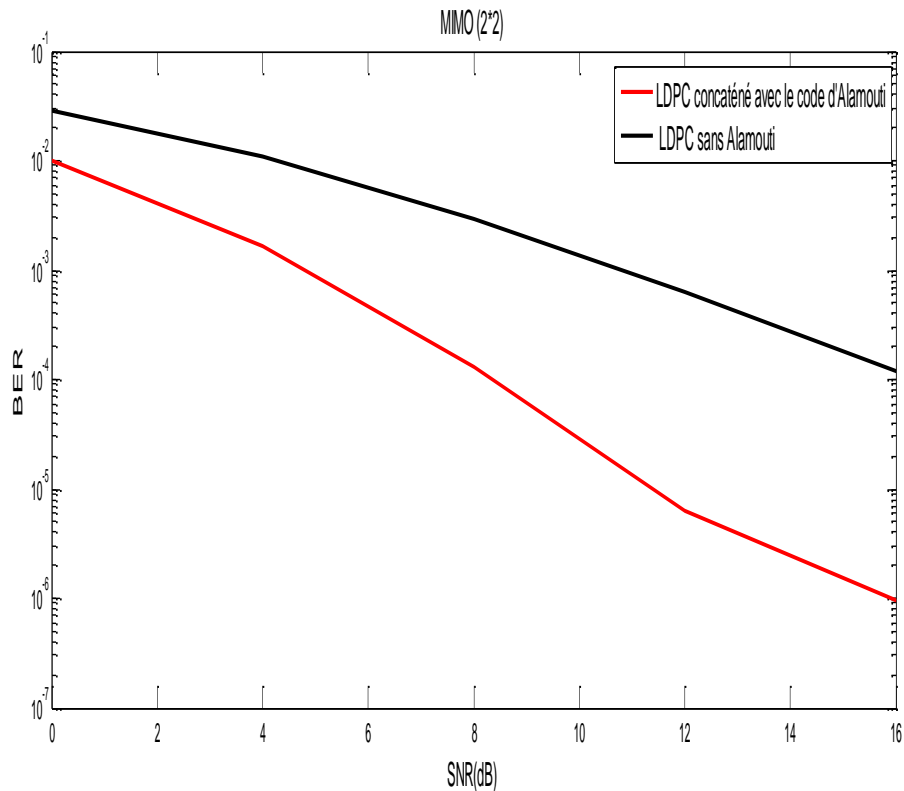


Figure III. 7 : Performances du système MIMO-LDPC avec et sans code d'Alamouti STBC.

Dans cette partie on analyse l'effet du taux de codage sur les performances de la concaténation du code LDPC et du codage Alamouti. Le schéma de simulation est toujours MIMO (2 × 2) avec modulation une BPSK et un décodage itératif avec un nombre itération maximum égale à 5. Il faut rappeler que le changement du taux de codage est opéré par une modification de la dimension de la matrice H du code LDPC. Ces dimensions sont comme suite :

Tableau III. 2 : Dimension de la matrice H.

| Taux de codage | Matrice H | |
|----------------|------------------|--------------------|
| | Nombre de lignes | Nombre de colonnes |
| 1/4 | 6480 | 64800 |
| 1/3 | 43200 | 64800 |
| 2/5 | 38880 | 64800 |
| 1/2 | 32400 | 64800 |
| 3/5 | 25920 | 64800 |

Les matrices H du code LDPC, utilisées ici, sont ceux qui sont employés dans la norme de la télévision numérique DVB2.

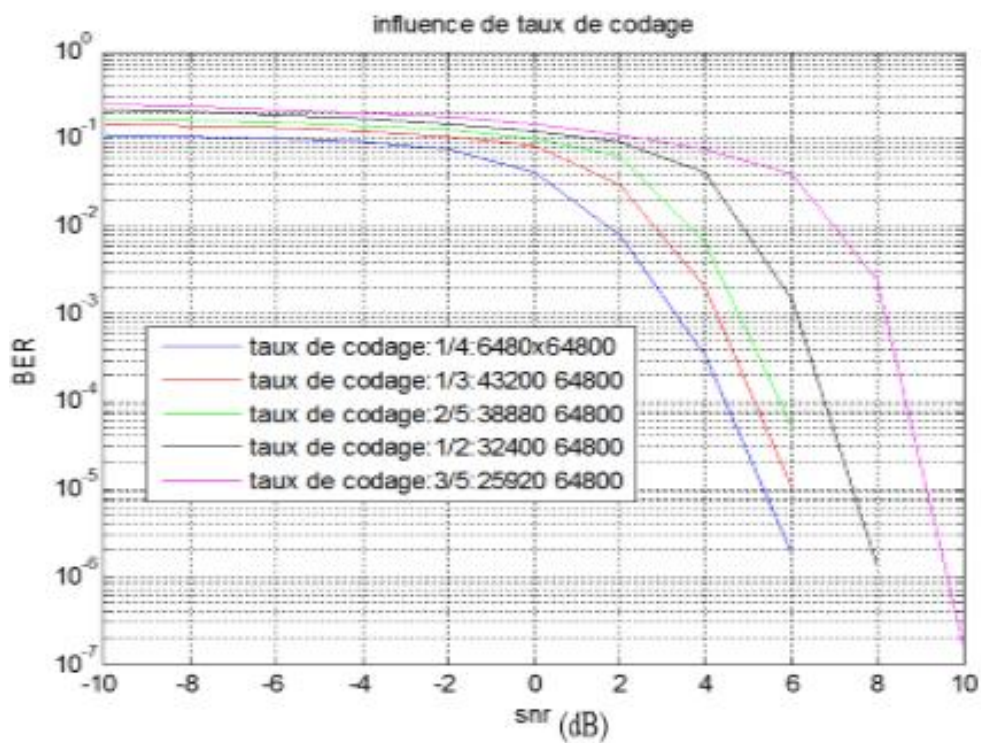


Figure III. 8 : Influence du taux de codage.

Les résultats illustrés sur la Figure III. 8, montre le taux de codage du code QC-LDPC influe énormément les performances du système. Pour ce schéma MIMO 2×2 les meilleures

performances sont obtenues pour un taux de codage de $R = \frac{1}{4}$ qui veut dire une matrice $H(6480 \times 64800)$.

Comme on l'a déjà cité, l'algorithme utilisé pour le décodage du code LDPC est l'algorithme de propagation de croyance (BP). Cet algorithme est un algorithme itératif qui utilise un certain nombre d'itérations pour estimer la vraisemblance d'un symbole.

Le but de cette dernière simulation est de voir l'influence que peut avoir ce nombre d'itérations sur les performances d'une transmission MIMO-LDPC-ALAMOUTI. Pour cela on utilise un schéma MIMO 2×2 avec deux différents taux de codage $\frac{1}{4}$ et $\frac{1}{2}$. Les résultats sont illustrés sur la Figure III. 9 et la Figure III. 10.

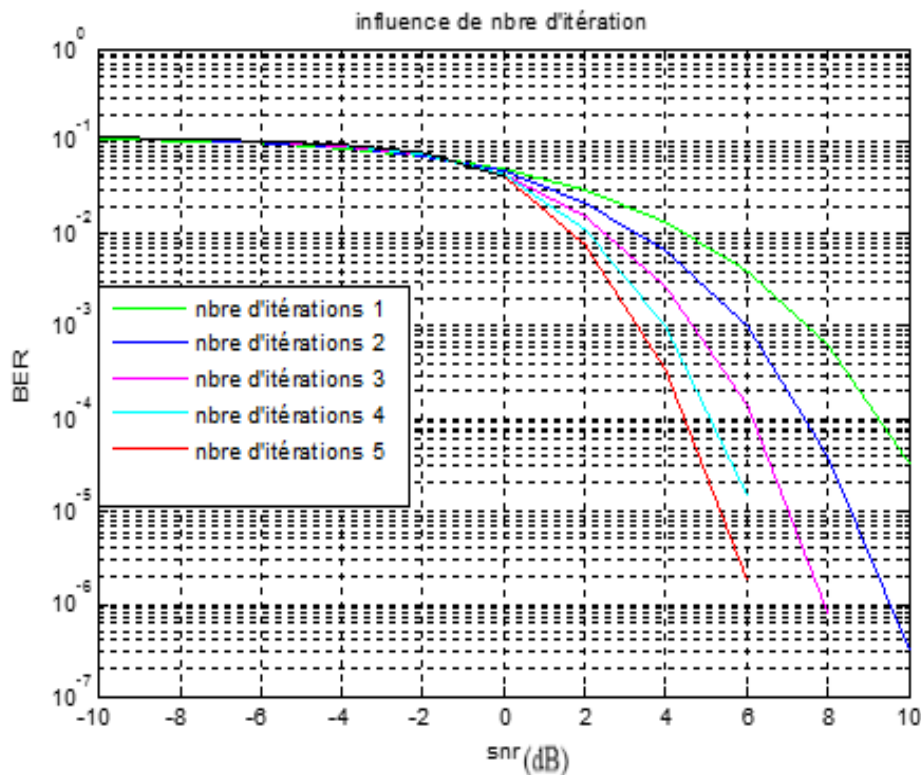


Figure III. 9 : Influence de nombre d'itération pour taux de codage 1/2.

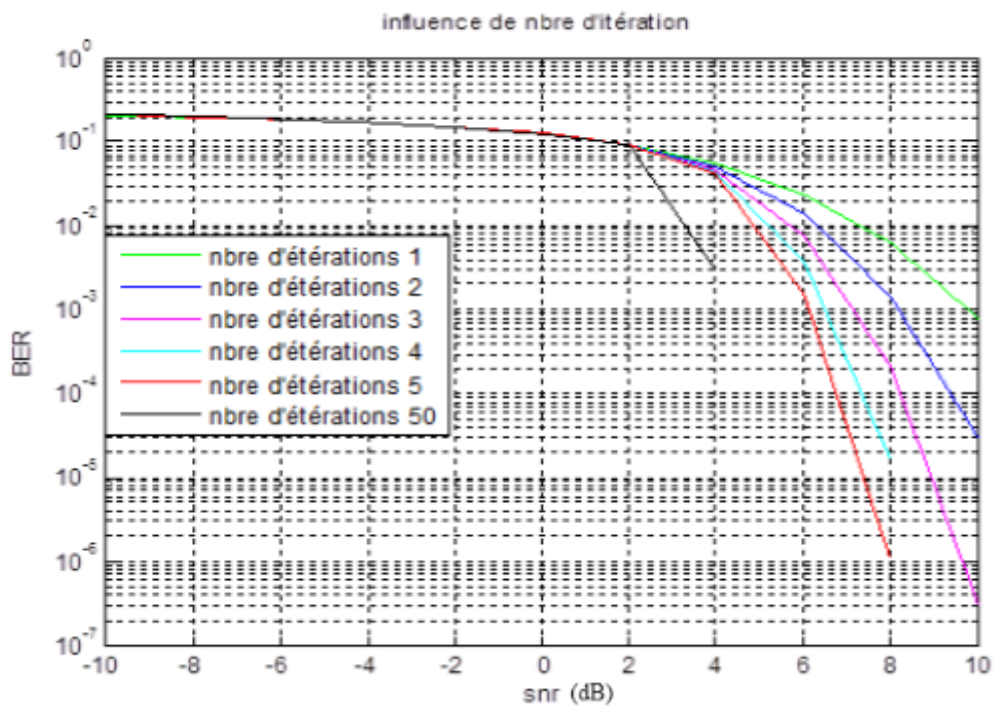


Figure III. 10 : Influence de nombre d'itération pour taux de codage 1/4.

On remarque clairement sur les deux figures que le taux d'erreurs binaires diminue avec l'augmentation du nombre d'itération. Ceci est prévisible vu que l'augmentation du nombre d'itérations affine l'estimation du symbole et donc diminue le nombre d'erreurs.

Cependant, l'augmentation du nombre d'itérations ne peut être infinie puisqu'il influe le temps de calcul d'une manière spectaculaire. Dans notre cas le nombre maximum d'itérations qu'on a pu utiliser est de 50.

III.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des codes LDPC. Après avoir introduit d'une manière générale le codage canal, nous avons présenté en détail les codes LDPC, leurs représentations, leurs méthodes de construction ainsi que leurs principes d'encodage et de décodage. Nous avons aussi présenté les algorithmes utilisés pour le décodage et plus particulièrement l'algorithme de propagation de croyance (BP).

La dernière partie du chapitre a été consacrée à l'étude de la concaténation du codage LDPC à un schéma de transmission MIMO-STBC d'Alamouti. Cette association a été examinée

sous une forme générale en guise d'introduction à l'étude d'un cas plus particulier de précodage MIMO dont il sera question dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

Association des codes NB-LDPC aux systèmes MIMO précodés

IV.1 Introduction

La technologie MIMO, offre non seulement des gains de diversité et de capacité, mais permet également d'obtenir une efficacité spectrale plus élevée et une fiabilité de liaison significative par rapport aux systèmes SISO. De nombreuses méthodes ont été développées pour exploiter la diversité offerte par les systèmes multi antennaire comme le code Alamouti et le multiplexage spatial qui ne nécessitent aucune information d'état de canaux du côté de l'émetteur (Tx-CSI). D'autres techniques d'optimisation d'allocation de puissance, également appelé précodage, nécessitent quant à eux un Tx-CSI complet ou partiel. Ces techniques, déjà traitées dans le chapitre II de cette thèse, visent à transformer le signal avant la transmission en fonction de différents critères, parmi lesquels la distance euclidienne minimale qui semble être très efficace et continue d'intéresser les chercheurs.

En plus, les codes convolutionnels (CC) et les codes en bloc ont été largement étudiés pour les systèmes MIMO dans la littérature. Les codes CC, par exemple, ont suscité beaucoup d'intérêt pour les systèmes MIMO, et cela à cause de leurs performances, leur processus de décodage simple basé sur l'algorithme de Viterbi et leur utilisation dans les Turbo-codes.

D'autres parts, l'intérêt des chercheurs s'est porté sur les codes LDPC. Le potentiel des codes LDPC pour les systèmes MIMO ont été révélés dans de nombreuses recherches [80], [81] et [82]. Dans [83], les résultats des simulations ont montré que les codes LDPC surpasse les Turbo-codes dans les deux canaux Rayleigh corrélés et non corrélés. Dans [84], ils ont montré que le décodage LDPC présente une complexité inférieure à celle des Turbo-codes du fait de la possibilité de s'arrêter chaque fois qu'un mot de code est atteint. De plus, le décodeur

LDPC pourrait être implémenté en parallèle ce qui améliore ses performances pour les codes longs.

Ces remarquables performances associées à leur relative simplicité de décodage rendent ces codes très attractifs pour les systèmes de transmissions numériques. C'est notamment le cas pour la norme de télédiffusion numérique par satellite (DVB-S2) et la norme de télédiffusion numérique terrestre (DVB-T2) qui utilisent un code LDPC irrégulier pour la protection de la transmission des données.

Ainsi, dans ce chapitre, nous proposons une association qui permet de déterminer une solution d'optimisation d'allocation de puissance qui adapte un bloc de précodage linéaire à une transmission MIMO codée LDPC. Pour ce faire, nous commençons par décrire le problème traité suivi par les principales contributions. Par la suite nous décrivons les différents blocs de notre chaîne de transmission proposée. Dans la dernière partie du chapitre, les performances du système d'allocation de puissance proposé seront validées à travers une série de simulations qui évaluent l'amélioration obtenue en termes de taux d'erreur TEB.

Finalement, une conclusion confirmera l'intérêt de l'association des codes LDPC avec les techniques de précodage dans les systèmes MIMO.

IV.2 Travaux connexes et contributions

Parmi les codes LDPC, les codes non-binaires NB-LDPC surpassent leur homologue binaire avec un avantage qui est la possibilité de bien correspondre à la modulation sous-jacente, ce qui permet d'éviter une conversion de symbole à bit au niveau du récepteur, en particulier pour les codes de longueur courte [85], réduisant ainsi la latence de décodage. Cependant, les schémas de modulation d'ordre élevé conduisent à une augmentation exponentielle de la taille de la constellation et, lorsqu'ils sont utilisés avec les MIMO, leur complexité de détection devient rapidement prohibitive [86]. Les résultats dans [87] confirment les avantages de l'utilisation des codes NB-LDPC pour les modulations sous-jacentes d'ordre élevé.

Donc la combinaison des codes NB-LDPC avec les systèmes MIMO apporte une réponse prometteuse à la course vers la recherche d'une utilisation optimale de la capacité du canal et de débit binaire.

Bien que des techniques de précodage linéaire et des codes LDPC aient été développées, il est encore difficile de concevoir conjointement le précodeur linéaire et le code LDPC pour les systèmes MIMO. La difficulté réside dans le fait que les techniques conventionnelles de décomposition en valeur singulière (SVD) et de water-filling (WF) sont sensibles à l'erreur CSIT, tandis que d'autres alternatives disponibles, par exemple le codage spatio-temporel, ne peuvent exploiter pleinement les avantages offerts par le CSIT disponible. Le problème reste posé pour concevoir des schémas de transmission pour les canaux MIMO qui peuvent exploiter pleinement les avantages offerts par les CSIT disponible tout en étant robustes contre l'incertitude CSIT.

Dans ce contexte, nous souhaitons prendre en compte l'existence d'un code correcteur d'erreur externe amont dans l'optimisation du précodage MIMO, afin de déterminer finalement une solution d'optimisation d'allocation de puissance qui adapte un bloc de précodage linéaire à une transmission MIMO codée LDPC, où l'algorithme itératif standard de Minimum-Sum est utilisé pour le décodage.

Nous implémentons ce nouveau schéma en utilisant des précodeurs linéaires, de structure non diagonale, et nous étudions l'impact de l'application de différents précodeurs connus pour plusieurs configurations de systèmes MIMO. Nous étudions, au moyen d'une analyse, comment tirer parti des techniques de précodage dans un système MIMO utilisant des codes NB-LDPC.

Les principales contributions de ce chapitre sont énumérées comme suit :

1. Un schéma proposé associant des codes NB-LDPC aux systèmes de précodage MIMO avec une correspondance adéquate entre les éléments GF (q) et les points de constellation reçus.
2. Une comparaison entre le système MIMO-SM sans LDPC et avec LDPC, ainsi qu'une comparaison entre le système MIMO-Max-dmin sans LDPC et avec LDPC.
3. Une comparaison entre le système MIMO- SM -LDPC et le système MIMO- Max-dmin -LDPC.
4. Une confirmation par des simulations numériques, en termes de taux d'erreur binaire, des performances du schéma d'optimisation d'allocation de puissance proposé.

IV.3 Chaîne de transmission MIMO-LDPC précodé

On considère un système MIMO avec n_r antenne de réception et n_t antenne d'émission, et un flux de données $b=2$. Nous supposons une CSI complète à l'émission et à la réception. Un code NB-LDPC irrégulier est considéré pour le codage de canal, le mot codé est ensuite entrelacé de façon aléatoire et convertie en symboles complexes appartenant à l'alphabet de constellation de la modulation, nous utilisons les modulations de type : 4-QAM ,16-QAM. Le symbole modulé est ensuite soit précodé (précodeur Max-dmin) soit multiplexé avant d'être transmis via le canal MIMO. A la réception nous utilisons une égalisation ML pour le précodeur Max-dmin et pour le multiplexage spatial, après la démodulation et le dés-entrelacement nous utilisons l'algorithme de Minimum-Sum pour le décodage de canal (code LDPC). La Figure IV. 1 illustre le schéma bloc de la chaîne de transmission.

La performance du système d'allocation de puissance proposé a été validée à travers une série de simulations qui évaluent l'amélioration obtenue en termes de taux d'erreur TEB et de convergence. Dans ce qui suit nous décrivons les blocs de notre chaîne étudiée en détail.

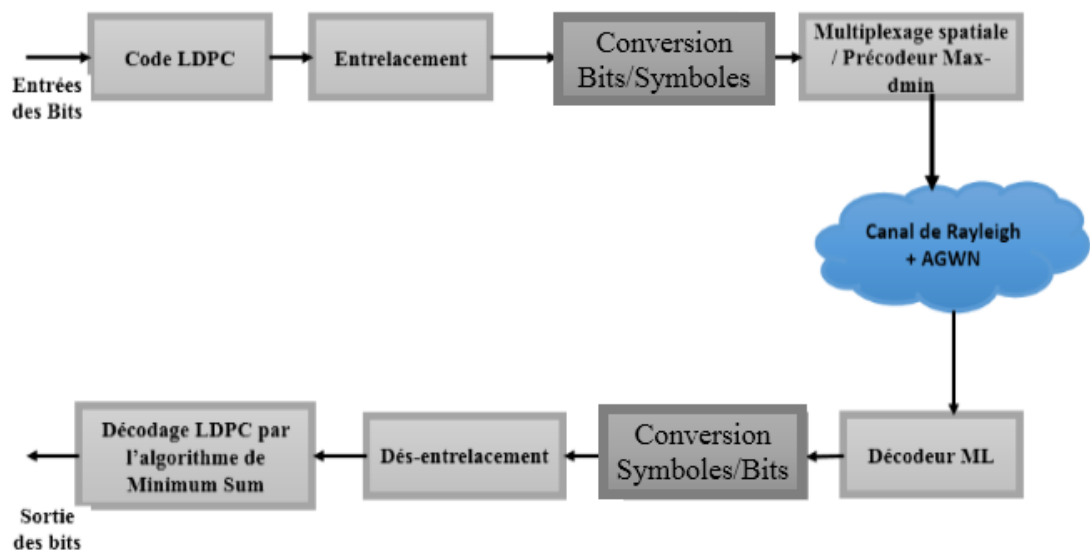


Figure IV. 1 : Chaîne de transmission pour un système MIMO précodé Max-dmin avec codage NB-LDPC.

IV.4 Présentation globale du modèle simulé

Le simulateur développé au cours de ce travail dans un environnement Matlab est fondé sur une approche modulaire. Cette approche nous a permis de réaliser les programmes de simulation du système sous forme de blocs de la même manière qu'un système de communication fonctionne. Le principe de cette procédure est de définir les paramètres d'initialisation et les données d'entrée et permet de fournir les résultats de sortie.

Dans cette section, nous décrivons en détail les différentes étapes de traitement réalisé dans cette chaîne MIMO-LDPC précodé proposée.

IV.4.1 Chaîne d'émission

IV.4.1.1 Génération des données

L'élément d'entrée de notre chaîne est un train binaire, il est généré sous la forme de nombres aléatoires soit une série de zéros et de uns. La longueur des trames d'information (nombres de bits/trame) dépend du taux de codage assuré par le codeur LDPC qui dépend à son tour de la dimension de la matrice de contrôle de parité H .

IV.4.1.2 Codage LDPC

Le codage de canal ou codage correcteur d'erreur LDPC considéré dans notre système de transmission est celui de la norme DBV-S2 [88].

Conformément à cette norme, le code LDPC utilise des trames normales avec une longueur de mot de code de 64800 bits et des trames courtes avec une longueur de mot de code de 16200 bits. Les trames normales peuvent être codées avec 11 taux de codage différents allant de 1/4 à 9/10 et les trames courtes avec 10 taux de codage différents allant de 1/4 à 8/9. Selon la définition de la norme DVB-S2 les codes LDPC sont codés sous la forme de codes à répétition irrégulière (IRA) qui présente l'avantage d'une faible complexité de codage.

La tâche de l'encodeur LDPC est de déterminer les bits de parité $(p_0, p_1, \dots, p_{N-K-1})$ pour chaque bloc d'information $(i_0, i_1, \dots, i_{K-1})$. La procédure d'encodage adoptée reste la même que celle décrite dans la section (III.4.3) et se base essentiellement sur un encodage convolutif. La description détaillée de la procédure d'encodage est donnée dans la norme DVB-S2 [88].

Les tableaux : Tableau IV. 1 et

Tableau IV. 2 donnent les paramètres de codage LDPC pour des trames normales ($n = 64\ 800\text{bits}$) et des trames courts ($16\ 200\text{bits}$) respectivement.

La procédure de décodage est réalisée par l'algorithme Minimum-Sum.

Tableau IV. 1 : Paramètres de codage, trame normal ($n_{ldpc} = 64\ 800$)

| Identifiant du code | Taux de codage LDPC | Taille du bloc codé (k_{LDPC}) | Nombre de corrections d'erreur | Taille des mots de code (n_{LDPC}) |
|---------------------|---------------------|------------------------------------|--------------------------------|--|
| 1/4 | 1/4 | 16 200 | 12 | 64 800 |
| 1/3 | 1/3 | 21 600 | 12 | 64 800 |
| 2/5 | 2/5 | 25 920 | 12 | 64 800 |
| 1/2 | 1/2 | 32 400 | 12 | 64 800 |
| 3/5 | 3/5 | 38 880 | 12 | 64 800 |
| 2/3 | 2/3 | 43 200 | 10 | 64 800 |
| 3/4 | 3/4 | 48 600 | 12 | 64 800 |
| 4/5 | 4/5 | 51 840 | 12 | 64 800 |
| 5/6 | 5/6 | 54 000 | 10 | 64 800 |
| 8/9 | 8/9 | 57 600 | 8 | 64 800 |
| 9/10 | 9/10 | 58 326 | 8 | 64 800 |

IV.4.1.3 Entrelacement

Un entrelaceur de parité configurée pour entrelacer les bits de parité LDPC constituant le mot de code de contrôle LDPC, il est utilisé pour réduire la complexité de l'interconnexion et augmenter le débit du décodeur LDPC. Cette technique n'impose aucune dégradation sur les performances de correction d'erreur. Elle limite l'impact en termes d'erreur d'un bruit intempestif dans le flux de données.

Tableau IV. 2 : Paramètres de codage, trame courte ($n_{ldpc} = 16\ 200$)

| Identifiant du code | Taux de codage LDPC | Taille du bloc codé (k_{LDPC}) | Nombre de corrections d'erreur | Taille des mots de code (n_{LDPC}) |
|---------------------|---------------------|------------------------------------|--------------------------------|--|
| 1/4 | 1/5 | 3 240 | 12 | 16 200 |
| 1/3 | 1/3 | 5 400 | 12 | 16 200 |
| 2/5 | 2/5 | 6 480 | 12 | 16 200 |
| 1/2 | 4/2 | 7 200 | 12 | 16 200 |
| 3/5 | 3/5 | 9 720 | 12 | 16 200 |
| 2/3 | 2/3 | 10 800 | 12 | 16 200 |
| 3/4 | 11/15 | 11 880 | 12 | 16 200 |
| 4/5 | 7/9 | 12 600 | 12 | 16 200 |
| 5/6 | 37/45 | 13 320 | 12 | 16 200 |
| 8/9 | 8/9 | 14 400 | 12 | 16 200 |
| 9/10 | N/A | N/A | N/A | N/A |

IV.4.1.4 Conversion bits vers Symboles

Après l'entrelacement, les données binaires rentrent en série au bloc de conversion bits vers symboles. Cette étape est apparue nécessaire pour transmettre une information d'un point à un autre (point à point), ou d'un point vers un ensemble de sites distants (multipoints) en adaptant le signal au moyen de transport utilisé. Notre système proposé définit l'utilisation de deux types de la modulation dite bidimensionnelle la 4-QAM et la 16-QAM.

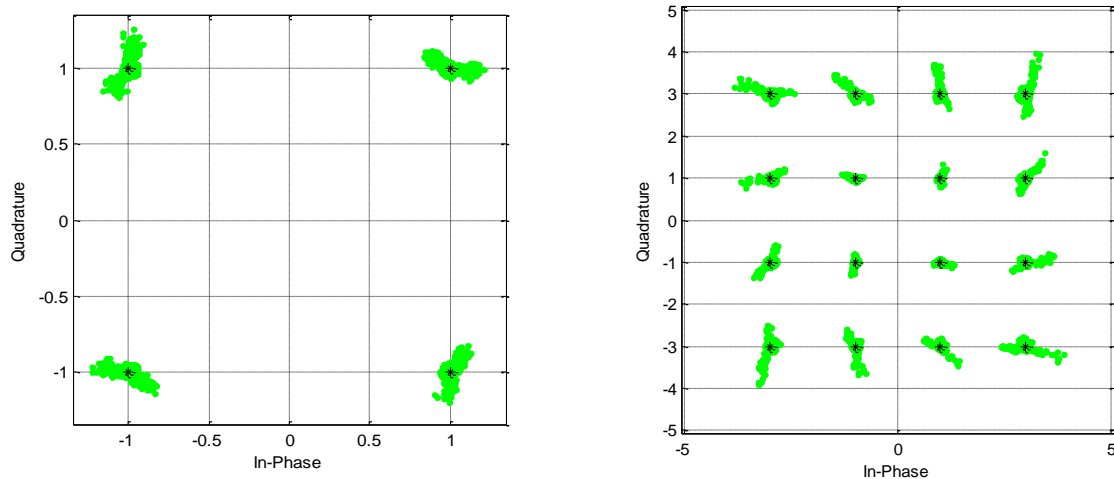


Figure IV. 1 : Constellation 4-QAM et 16-QAM.

IV.4.1.5 Multiplexage Spatiale

Dans notre travail, nous supposons que les évanouissements des différents canaux sont indépendants, ce qui conduit à une matrice de canal de rang plein avec une grande probabilité. Donc, c'est possible de voir le canal MIMO comme plusieurs canaux SISO en parallèles. Dans chacun de ces canaux nous allons transmettre des flux d'information, avec cette technique nous augmentons le débit d'information et nous aurons comme résultat un gain dit de multiplexage. Ce gain est limité par $\min(n_t, n_r)$. Nous considérons pour notre chaîne de transmission un multiplexage spatial où chaque sous-couche est associée à une seule antenne d'émission. À partir de là, nous pouvons dire que le multiplexage spatial consiste à séparer le flux de données en autant de sous flux qu'il y a d'antennes d'émission et, il est utilisé pour augmenter la vitesse de transmission des données.

Nous citons un exemple de cas où $n_t = n_r = 2$, donc la matrice code peut-être écrite comme suit :

$$C_{SM} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

Le signal reçu est alors :

$$\begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{21} \end{bmatrix} = H \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{21} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

IV.4.1.6 Précodeur Max-dmin

L'opération de la modulation est ensuite suivie par une technique de précodage non diagonale quantifiée qui est le précodeur Max-dmin. La propriété de la non diagonalité donne un degré de liberté supplémentaire au précodeur, qui peut modifier les géométries des constellations de réception. Le principe de ce précodeur est de maximiser la distance minimale entre les constellations reçues. Cette valeur est notée d_{min} et donnée par :

$$d_{min}(F_d) = \min_{(s_k, s_l) \in C^b, s_k \neq s_l} \|H_v F_d (s_k - s_l)\| \quad (\text{IV.3})$$

Où C représente l'ensemble des symboles complexes de la constellation. Où x_k and x_l sont deux signaux d'émission, et S est l'ensemble de tous ces vecteurs d'émission possibles. Définissons \check{x} un vecteur de différences comme $\check{x} = s_k - s_l$, avec $s_k \neq s_l$. La solution Max-dmin consiste à trouver les coefficients de la matrice F_d , qui maximisent la distance minimale de la constellation reçue :

$$F_d = \underset{F_d}{\operatorname{argmax}} \{d_{min}(F_d)\} \quad (\text{IV.4})$$

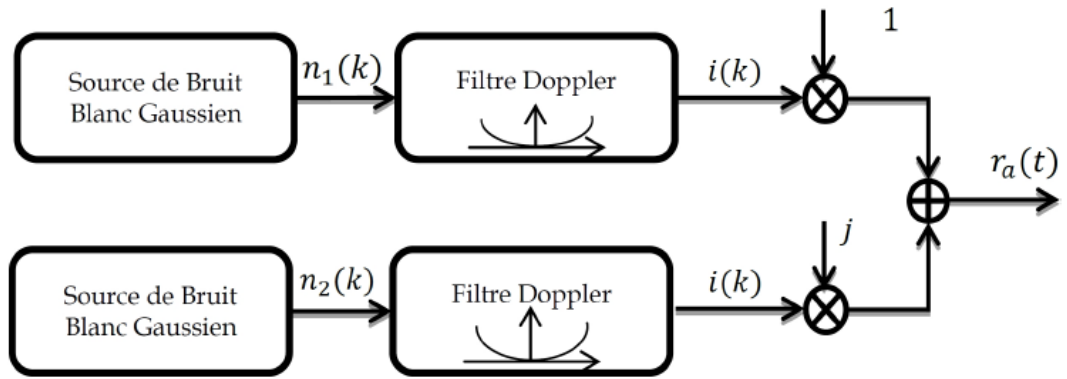
$$\operatorname{trace}(F_d F_d^*) = P_0 \quad (\text{IV.5})$$

Les solutions du Max-dmin pour la modulation 4-QAM et la modulation 16-QAM sont décrites dans le chapitre II.

IV.4.2 Canal de transmission

La mise en forme soit par multiplexage spatial, soit par le précodeur Max-dmin est perturbée par le canal de propagation. Le modèle de canal de Rayleigh est considéré dans notre système.

Le canal de Rayleigh est un modèle statistique de l'effet d'un environnement de propagation sur un signal radio, tel que celui utilisé par les dispositifs sans fil. Nous supposons que l'amplitude de notre signal qui traverse le support de transmission variera de façon aléatoire, ou disparaîtra, selon une distribution de Rayleigh. La figure illustre le modèle de simulation du canal de Rayleigh.



$r_a(k)$: Evanouissement de Rayleigh.

Figure IV. 2 : Modélisation de l'évanouissement de Rayleigh en bande de base [91]

Comme on peut le voir sur la figure IV.2, on génère deux bruits blancs gaussiens indépendants $n_1(t)$ et $n_2(t)$. Leurs spectres de densité de puissance constante sont générés par un filtre de Doppler. En considérant les parties réelle et imaginaire ; du bruit résultant des processus complexes aléatoires ; on obtient l'évanouissement de Rayleigh. On utilise un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) du huitième ordre sous Matlab, pour simuler l'effet Doppler. Le spectre de Doppler généré est de fréquence d'échantillonnage f_A , avec une fréquence de Doppler normalisée $f_D = f_D / f_A$. L'adaptation à l'effet Doppler requis est effectuée par le taux de conversion d'échantillonnage, c'est-à-dire par décimation ou interpolation. Cette méthode pour générer le spectre Doppler est décrite dans [89], [90]. La variance des processus n_1, n_2 et le gain en puissance du filtre Doppler sont choisis de telle sorte que la puissance moyenne de l'évanouissement Rayleigh en bande de base $r_a(k)$ soit égale à 1. Ceci nous assure que la puissance moyenne de la voie dominante n'est pas modifiée par la superposition multiplicative avec $r_a(k)$ [91].

IV.4.3 Chaîne de réception

La chaîne de réception comprend des blocs garantissant les fonctions duales à celles qui sont effectuées en émission.

IV.4.3.1 Décodeur ML

Au niveau du récepteur, la détection MIMO consiste à estimer les symboles générés sur l'émetteur avant le décodage canal. Plusieurs méthodes sont disponibles dans la littérature pour les systèmes MIMO. L'approche la plus commune est la détection du maximum de vraisemblance (ML), qui atteint des performances optimales au détriment de la complexité de calcul. La détection ML consiste à trouver le vecteur de symboles de transmission le plus probable :

$$\check{s} = \arg \max_{s \in S} f\left(\frac{y}{s}\right) \quad (\text{IV.6})$$

Où s est l'ensemble de tous les vecteurs de symboles de transmission M^{n_T} possibles avec l'ordre de modulation M .

$$f(y/s) = \frac{1}{\pi^{n_R}} \exp(-\|y - Hs\|^2) \quad (\text{IV.7})$$

Ainsi, la détection matérielle ML équivaut à trouver le vecteur de symbole de transmission qui minimise la distance euclidienne (ED) $\|y - Hs\|^2$ entre y et Hs :

$$\check{s} = \arg \min_{s \in S} \|y - Hs\|^2 \quad (\text{IV.8})$$

Dans cette technique de détection, il existe des algorithmes de faible complexité qui tentent de trouver des vecteurs s optimaux sans calculer tous les ED pour tous les vecteurs de symboles de transmission.

Le critère optimisé par le précodeur Max-dmin fournit une amélioration significative en termes de taux d'erreur sur les bits, en particulier lorsqu'un récepteur ML est utilisé agissant directement sur la probabilité d'erreur. C'est pour cette raison-là que nous avons choisi le détecteur ML pour notre travail.

IV.4.3.2 Conversion symboles vers bits

La démodulation convertit les symboles complexes reçus en données binaires envoyées. 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. Le point de la constellation qui forme la plus petite distance Euclidienne avec le symbole reçu est retenue comme étant l'estimation du symbole émis.

$$\tilde{s} = \arg \min_s (DE) \quad (IV.9)$$

$$\tilde{s} = \arg \min_s |y - \tilde{h}s| \quad (IV.10)$$

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

IV.4.3.3 Désentrelacement

La fonction de désentrelacement permet de remettre les bits dans l'ordre qu'ils avaient juste avant la fonction d'entrelacement. Les données sont également écrites ligne par ligne et lues colonne par colonne, mais la taille de la matrice correspond à celle de la matrice d'entrelacement transposée.

IV.4.3.4 Décodage LDPC

Le décodage permet d'utiliser la redondance introduite par le codage afin de supprimer les erreurs engendrées par le canal et non corrigé par le traitement MIMO à la réception.

Dans notre système le code LDPC est décodé par l'algorithme Minimum-Sum, elle est une simplification de la propagation des croyances (BP) basée sur le LLR (Log Likelihood Ratio), elle a été implémentée avec une approche de décodage en couches. L'idée de base de cet algorithme itératif est l'échange de messages entre Nœuds Variables (VN), correspondant aux bits / symboles reçus, et les nœuds de variables (CNs), correspondant aux équations de contrôle de parité, afin de calculer les nouvelles probabilités d'un bit reçu donné étant '0' ou '1'. Les messages sont des entiers signés correspondant aux LLR quantifiés des bits reçus, définis comme :

$$LLR(x_n) = \log \frac{P(x_n = 0|y_n)}{P(x_n = 1|y_n)} \in \mathfrak{R} \quad (IV.11)$$

Où y_n est le symbole reçu et le x_n est le bit à l'intérieur de la trame.

Dans le décodage en couches, un VN est représenté par sa valeur Soft-output (SO), qui n'est autre que le LLR fréquemment mis à jour pendant les itérations, chaque itération est divisée en sous-itérations, une sous-itération pour chaque couche en un ou plusieurs CN. En admettant que l_n est le LLR initial du bit n , Q_n est le LLR (ou SO) de bit n , compte tenu de tous les messages échangés jusqu'à présent, Q_{nm} est le message envoyé par VN n à CN

m , R_{mn} est le message envoyé par CN m à VN n , et $N(m) \setminus n$ est l'ensemble des VN connectés à CN m excluant n , les étapes de l'algorithme de décodage en couches sont :

1. Initialisation :

$$Q_n = L_n, R_{mn} = 0 \quad (\text{III.55})$$

2. Calcul du message VN :

$$Q_{nm} = Q_n - R_{mn}^{old} \quad (\text{III.56})$$

3. Mise à jour du CN :

$$R_{mn}^{new} = f(Q_n, m), \quad \text{por } n' \in N(m)/n \quad (\text{III.57})$$

4. Mise à jour du SO :

$$R_n^{new} = Q_{nm} + R_{mn}^{new} \quad (\text{III.58})$$

5. Décision :

- Arrêter si tous les VN satisfont aux équations de contrôle, un mot de code a été détecté,
- Arrêter si $i > i_{max}$ sinon aller à 2.

IV.4.4 Taux d'erreur binaire et rapport signal sur bruit

En fin, les données reçues et émises sont comparées afin de déterminer le taux d'erreurs binaire (TEB) du système MIMO proposé.

Le TEB est calculé, pour un RSB (E_b / N_0) donné, à partir de l'équation suivante :

$$TEB = \frac{N_e}{N} = \frac{\text{Nombre de bits erronés à la réception}}{\text{nombre de bits envoyés}} \quad (IV.12)$$

En général, la puissance du signal est considérée fixe tandis que la puissance du bruit est variable de telle façon à avoir un RSB variant.

Le RSB permet de comparer les différents systèmes dans les mêmes conditions, c'est-à-dire pour un même canal, pour une même puissance d'émission, pour une même puissance de bruit et pour une même bande passante.

La Figure IV. 3 illustre le principe d'évaluation des performances par simulation.

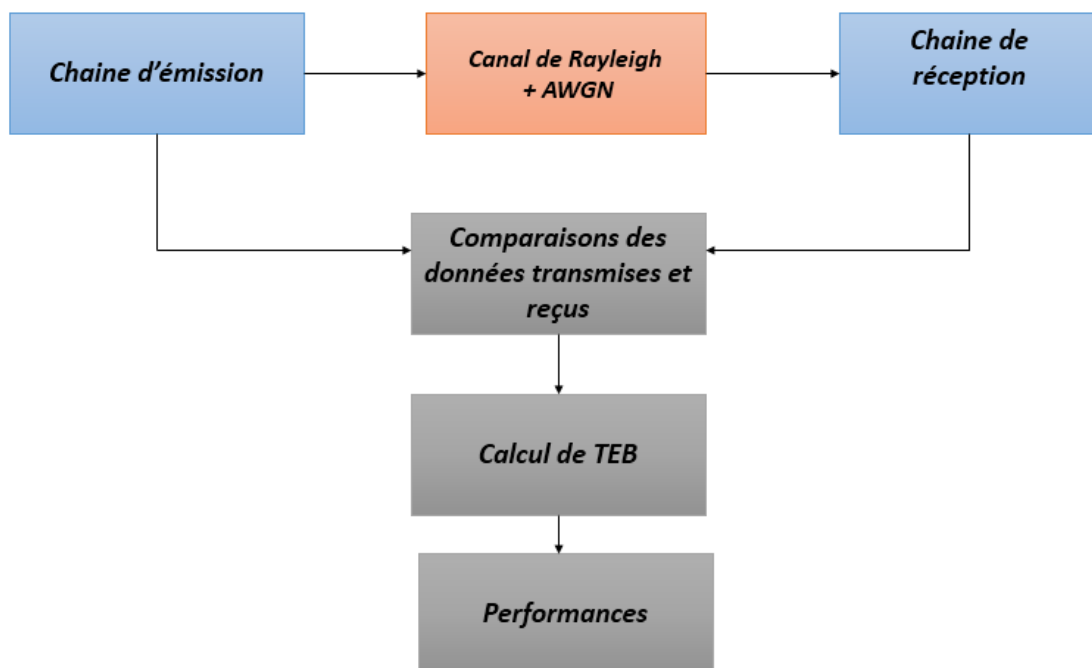


Figure IV. 3 : Modèle d'évaluation des performances par simulation.

IV.5 Résultats et discussions

Après avoir implémenté les blocs numériques constituant notre système proposé sous Matlab, nous avons procédé à des simulations, afin d'évaluer la performance de l'association MIMO-LDPC proposée.

Quatre systèmes différents ont été simulés :

1. Le premier système est une transmission MIMO (2×2) avec un code convolutif. Ce système est appelé "Spatial Multiplexing (SM)".

2. Le deuxième système utilise le même schéma MIMO avec un codage LDPC, il est nommé "SM-LDPC".
3. Le troisième système utilise un schéma MIMO avec un précodeur Max-dmin, il est appelé "Max-dmin".
4. Le dernier système est le schéma MIMO avec un codage LDPC et un précodeur Max-dmin, et il est appelé "Max-dmin-LDPC".

IV.5.1 Paramètre de simulation

La liaison simulée dans cette partie a les caractéristiques suivantes :

- Le nombre de bits générés est en fonction du taux de codage du code LDPC,
- Les trames utilisées sont des trames normales. Les paramètres du code LDPC sont ceux du Tableau IV. 1.
- Modulations utilisées : 4QAM ,16QAM.
- Nombres de flux des données $b=2$.
- Le canal est (quasi statistique), de sorte que la matrice du canal est supposée constante au cours de la transmission.
- Le taux d'erreurs binaire cible est à 10^{-4} .
- Intervalles analysés du RSB : $[-5dB, 20dB]$.

IV.5.2 Multiplexage spatial et code LDPC

La Figure IV. 4 présente les résultats de simulation pour le systèmes MIMO avec a Multiplexage Spatiale sans codage LDPC et le système SIMO avec le Multiplexage Spatiale utilisant un codage LDPC avec un de taux codage $R = 1/2$. Même si les deux courbes présentent la même allure, on peut clairement voir que le code LDPC apporte une amélioration pour des RSB faible.

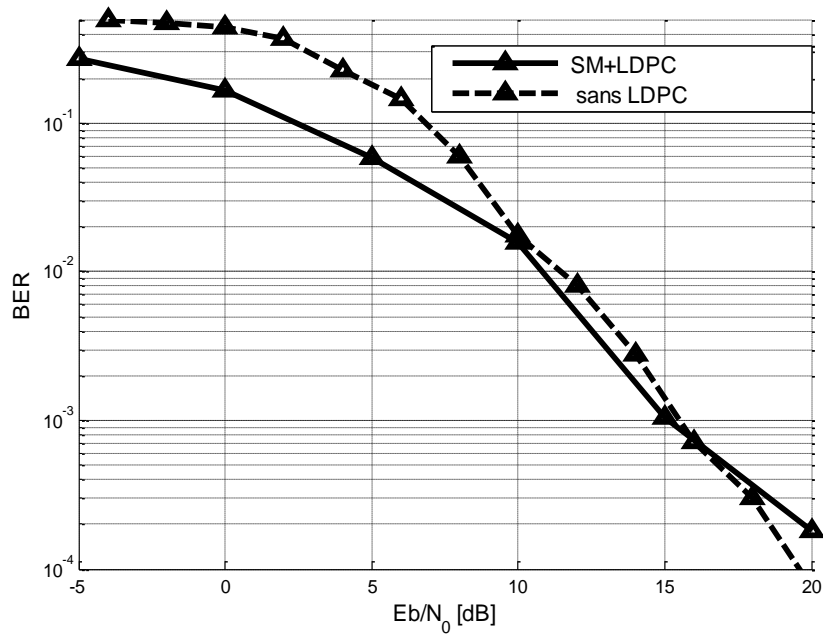


Figure IV. 4 : Performances du système MIMO-SM sans et avec codage LDPC.

a) Influence du nombre d'antennes sur le système SM-LDPC

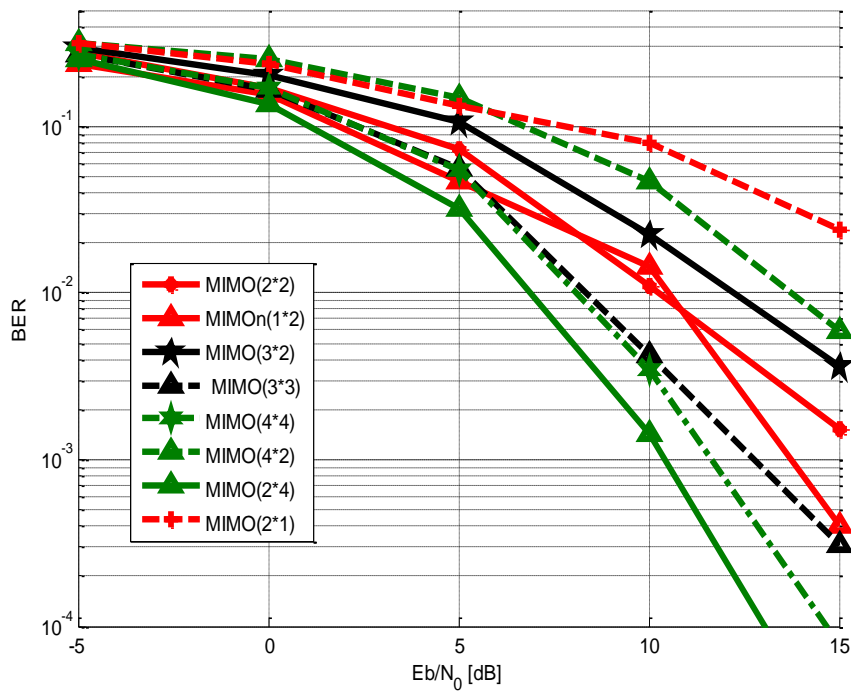


Figure IV. 5 : Evaluation de l'influence du nombre d'antenne sur le système SM-LDPC en termes de BER.

La Figure IV. 5 présente les résultats des simulations pour l'étude de l'influence du nombre d'antennes sur les performances du système SM-LDPC.

Nous constatons que la performance obtenue du système augmente linéairement avec l'augmentation du nombre d'antennes. Ceci confirme d'un côté que le système subit de bonnes améliorations grâce à la diversité spatiale en réception qui augmente avec l'augmentation du nombre d'antennes en réception. D'un autre côté ceci confirme que le code LDPC n'a pas d'impact négatif sur l'estimation avec l'augmentation de la complexité en réception. Ainsi le code LDPC peut être associé à des schémas MIMO plus large.

b) Influence de l'ordre de modulation sur le système SM-LDPC

Dans cette simulation, nous évaluons l'impact du schéma de modulation sur les performances du système SM-LDPC.

Les Figure IV. 6, a), b), c) et d) présentent respectivement les constellations des profils 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM et 4-PSK suivant la plage des valeurs de SNR. Le symbole 'x' en bleu désigne le signal reçu, le symbole 'o' en vert désigne le signal égalisé et le symbole '*' en noir désigne les points de constellations.

Nous observons sur ces figures que plus la taille de la modulation augmente, plus les erreurs de transmission sont nombreuses. En effet pour le profil 4-PSK, les symboles reçus sont suffisamment éloignés ce qui permet d'estimer approximativement leurs positions idéales sur la constellation malgré les erreurs qui ont eu lieu.

Par contre pour les profils 16-QAM et 64-QAM, les points de la constellation sont rapprochés, ce qui rend plus difficile l'estimation du signal reçu sur la constellation ce qui produit plus d'erreurs.

La représentation du TEB en fonction du SNR sur la Figure IV. 7 confirme la remarque précédente, où l'on peut clairement voir que c'est les modulations 4-PSK et 4-QAM qui apportent des TEB de l'ordre de 10^{-3} pour des SNR de 10dB.

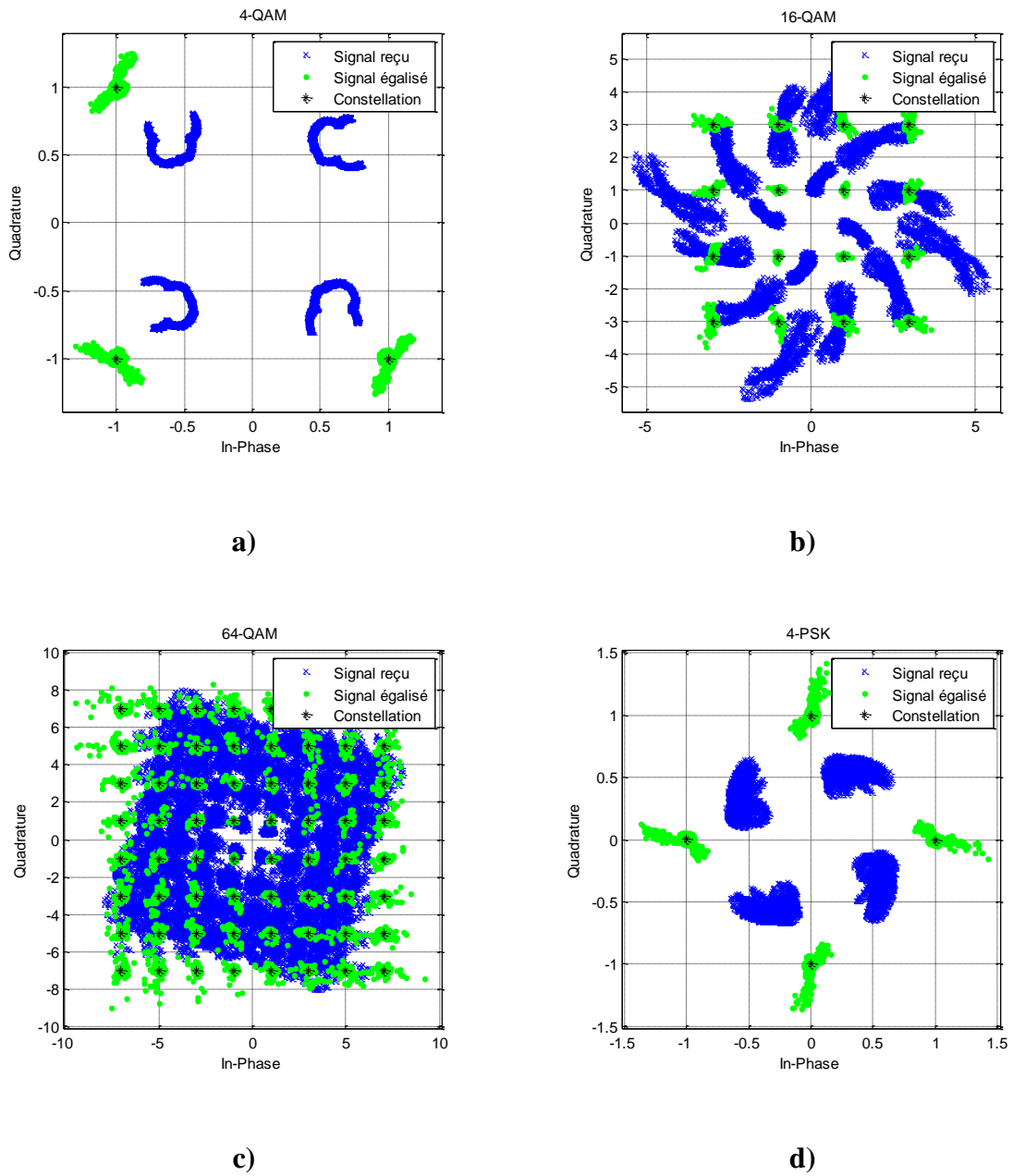


Figure IV. 6 : Constellation des données transmises, reçues et l'égalisées pour :
a) 4-QAM, b) 16-QAM, c) 64-QAM, d) 4-PSK

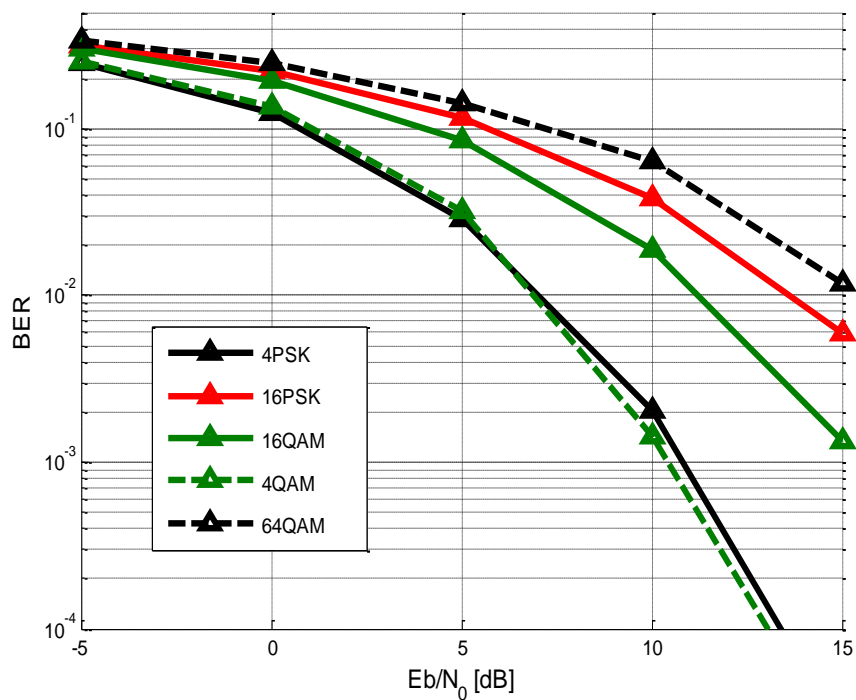


Figure IV. 7 : Evaluation de l'influence l'ordre de modulation sur le système SM-LDPC en termes de BER.

IV.5.3 Précodeur Max-dmin et code LDPC

La Figure IV. 8 présente les performances, en matière du TEB en fonction du RSB, du schéma MIMO- LDPC où l'optimisation de l'allocation de puissance est effectuée en appliquant le précodeur Max-*d*min. Le système Max-*d*min-LDPC présente une amélioration comparé à un schéma Max-*d*min sans LDPC de 1dB pour des RSB faibles. Cette amélioration est apportée essentiellement par l'algorithme de décodage du code LDPC qui réduit le nombre d'erreurs pour des RSB faible.

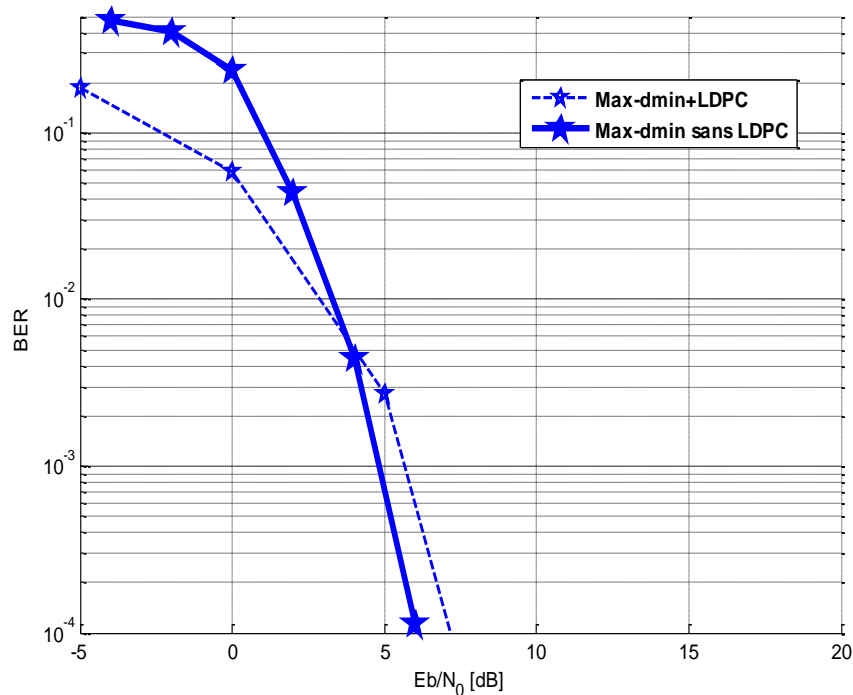


Figure IV. 8 : Evaluation des performances de précodeur Max-dmin sans et avec le code LDPC, R=8/9.

a) Influence du nombre d'antennes

Dans la Figure IV. 9, les résultats d'évaluations du TEB en fonction de RSB pour le système "Max-dmin-LDPC", présentent des améliorations significatives avec l'augmentation du nombre d'antennes coté émission et réception. La configuration d'antennes (4×4) présente les meilleurs résultats par rapport aux autres configurations. Ce gain est en fonction de la matrice de précodage F_d qui dépend de la valeur de γ qui est une valeur proche de $\pi/4$ dans cette configuration, ce qui signifie que les deux voies sont équivalentes (la matrice est bien conditionnée) et permettant une simplification notable dans la détermination de la solution.

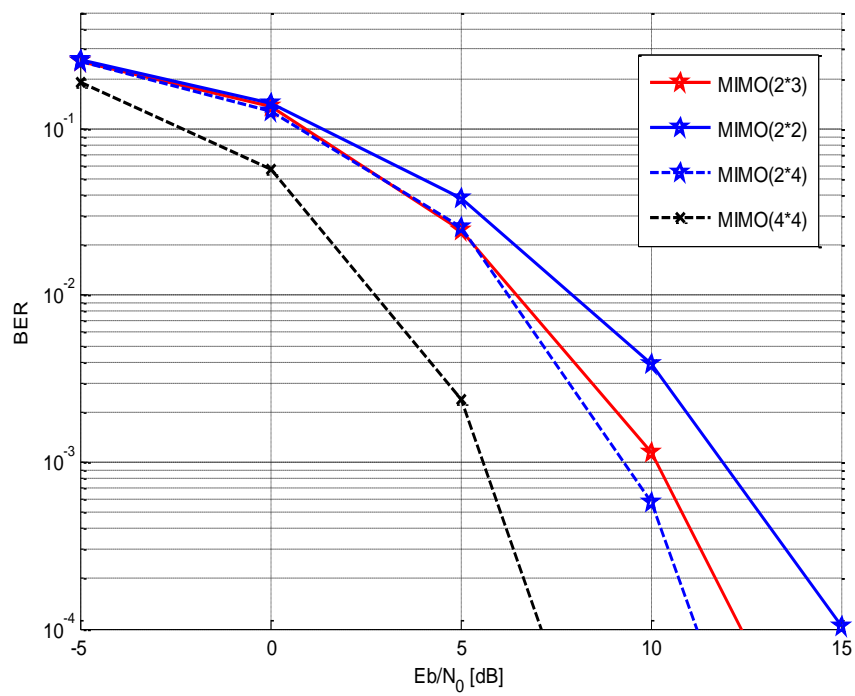


Figure IV. 9 : Evaluation de l'influence du nombre d'antennes sur le système Max-*d*min-LDPC.

b) Influence de l'ordre de modulation

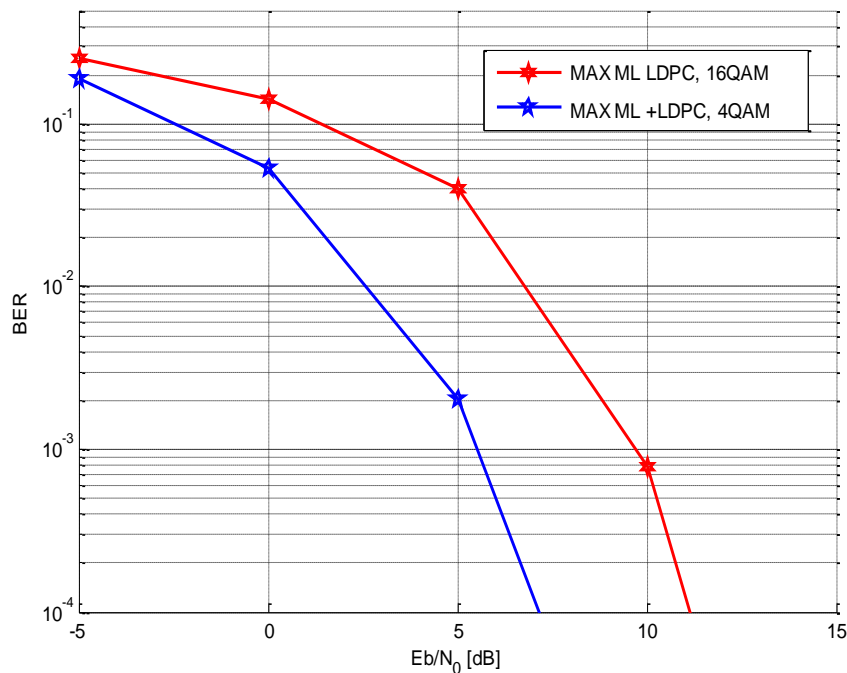


Figure IV. 10: Performances du système Max-dmin-LDPC pour les modulations 4-QAM et 16-QAM.

La Figure IV. 10 présente une comparaison des performances du système Max-dmin-LDPC d'une configuration MIMO (4×4) avec un taux de codage $R = 8/9$, pour deux différentes modulations la 4-QAM et la 16-QAM. D'après les résultats nous remarquons que la modulation 4-QAM présente de meilleures performances en matière du TEB en fonction du RSB par rapport à la modulation 16QAM avec un gain de 4dB. Ceci est dû principalement à la réduction de la complexité de calcul pour un schéma de modulation plus simple.

c) Influence du taux de codage

La Figure IV. 11 présente les résultats de performances TEB en fonction du SNR pour le système Max-dmin-LDPC pour divers taux de codage. On peut clairement voir que le système est très sensible aux variations du taux de codage LDPC. Le gain apporté par le précodeur Max-dmin devient plus important pour des codes LDPC avec des taux élevés. Nous constatons que le meilleur TEB est obtenue pour un taux de codage de $R = 8/9$ (qui veut dire une matrice H (57600, 64800)) avec un gain de 3dB par rapport au taux de codage de $R = 1/2$.

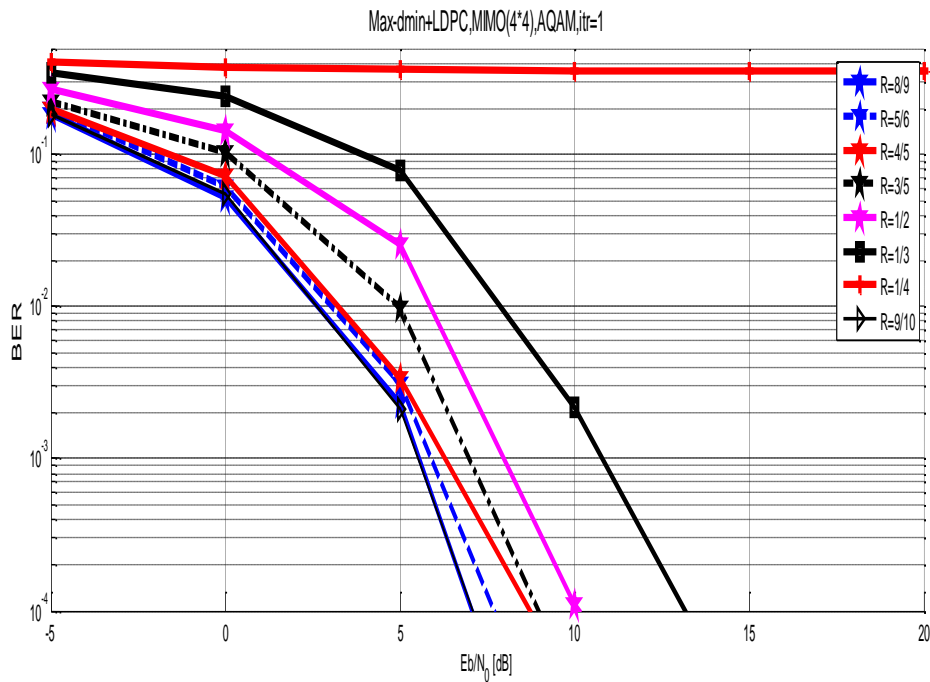


Figure IV. 11 : Influence du taux de codage sur le système Max-dmin-LDPC

En effet, l'augmentation du taux de codage signifie une diminution du nombre de bits de parité pour être remplacée par des bits d'information et cela cause une augmentation des erreurs pour des taux faibles.

IV.5.4 Comparaison des deux systèmes SM-LDPC et Max-dmin-LDPC

Afin de démontrer l'apport du système Max-dmin-LDPC, une comparaison est menée entre ce dernier et le système à multiplexage spatial. Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure IV.12.

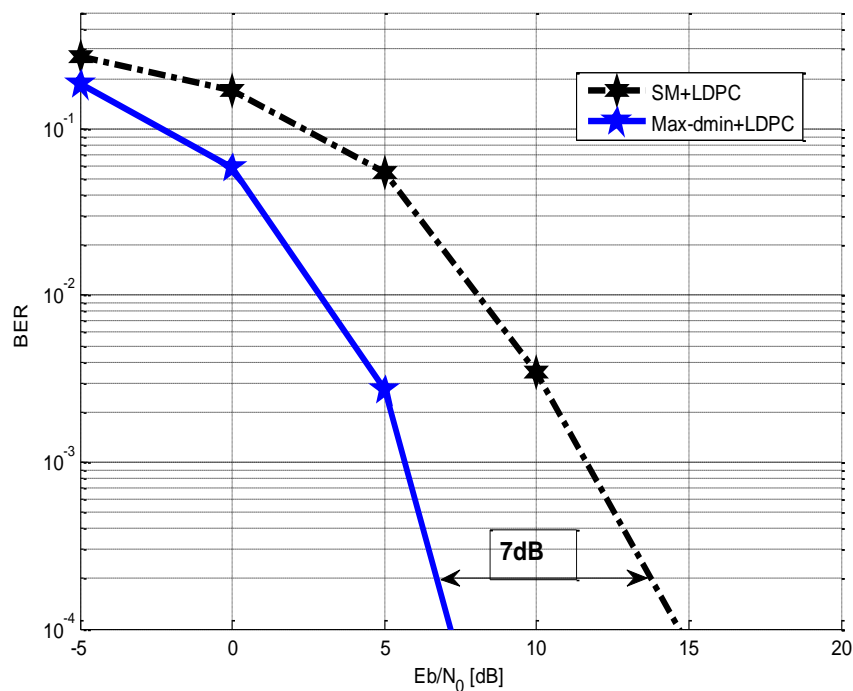


Figure IV. 12 : Comparaison entre le SM-LDPC et le Max-dmin-LDPC, $R=8/9$.

Nous pouvons voir sur les résultats que le système SM-LDPC atteint la valeur TEB de 10^{-4} pour un SNR égal à 14,5 dB tandis que le système Max-dmin-LDPC atteint la même valeur RSB pour seulement 7 dB et ça c'est pour un taux de codage LDPC : $R = 8/9$. Par conséquent, le système Max-dmin-LDPC a un gain de 7,5 dB sur le système SM-LDPC pour cette même valeur de TEB (10^{-4}). Cela équivaut à une augmentation de 67% du débit de transmission pour les mêmes performances TEB, grâce à l'utilisation du précodeur Max-dmin avec un code LDPC. L'avantage de la combinaison de précodeurs Max-dmin et le code LDPC est clairement établie.

IV.6 Conclusion

Ce chapitre avait pour objectif de déterminer une solution d'optimisation d'allocation de puissance qui adapte un bloc de précodage linéaire à une transmission MIMO codée LDPC.

Pour ce faire nous avons proposé d'étudier la combinaison d'un code LDPC non binaire en raison de son efficacité avec le multiplexage spatial (SM) dans un système MIMO.

Afin d'améliorer encore la qualité de la transmission nous avons proposé l'association des codes NB-LDPC à un précodeur non diagonal qui optimise le critère de la distance

Euclidienne minimal. Les résultats des simulations réalisés montrent l'intérêt de l'association du précodeur aux codes NB-LDPC dans les systèmes MIMO surtout pour les faibles rapports signal sur bruit, ce qui est particulièrement bien adapté aux transmissions à haut débit.

En outre, de nombreux résultats ont été mis en évidence, il a été démontré que les performances en termes de taux d'erreur binaire sont sensiblement influencées par les techniques de modulation et le nombre d'antennes en émission et en réception. Nous constatons clairement que la configuration MIMO (4×4) et la modulation 4-QAM pour un système Max-dmin-LDPC, présente les meilleures performances en matière du TEB pour le système proposé.

Conclusion générale

Il a été clairement établi que l'introduction de la technologie MIMO permet d'accroître le débit et d'améliorer la qualité. Ces systèmes se basent sur deux principaux traitements à savoir les algorithmes à boucles ouvertes, telles que le multiplexage spatial et les codes STBC, et les algorithmes à boucle fermée présentés par les techniques de précodage diagonales et non diagonales. Par ailleurs, comme il a été mentionné dans l'introduction, la combinaison des codes LDPC avec les systèmes MIMO apportent une réponse prometteuse à la course vers la recherche d'une utilisation optimale de la capacité du canal et de débit binaire élevé surtout pour les réseaux cellulaires de cinquième génération.

Cette thèse a porté sur l'investigation des schémas de communications qui reposent sur le précodage linéaire et le codage NB-LDPC afin d'identifier les solutions les plus appropriées pour des applications dans les futures normes. Nous avons ensuite optimisé leurs performances en termes de taux d'erreur binaire.

Dans le chapitre I et afin d'introduire le contexte de l'étude, nous avons commencé par quelques généralités sur les transmissions numériques et les principes des systèmes MIMO ainsi que les algorithmes d'émissions dans ces systèmes.

Dans le chapitre II, nous avons commencé par une description détaillée des algorithmes de précodage dans les systèmes MIMO en particuliers les précodeurs non diagonaux. Ensuite une étude sur l'association des précodeurs Max-dmin et POSM à un détecteur ML simplifié est menée. Une validation des performances est réalisée par simulation sur un canal de Rayleigh, tout en considérant une connaissance parfaite du canal.

Les résultats ont confirmé la robustesse de ces systèmes en termes de taux d'erreur binaire par rapport aux systèmes traditionnels tel que le multiplexage spatial. Ainsi, et après des comparaisons entre les trois précodeurs OSM, POSM et Max-dmin optimisant le même critère (dmin), nous avons démontré que la méthode de la SVD utilisée par le précodeur Max-dmin est plus performante que la méthode de la sélection d'antenne utilisée par le précodeur POSM et la méthode d'orthogonalisation utilisé par le OSM respectivement dans le cas où $n_r > 2$. Nous avons constaté aussi que les performances du système proposé augmentent avec l'utilisation du décodage ML à décision Soft.

Le chapitre III a porté essentiellement sur les codes LDPC, leurs codages, leurs décodages, leurs méthodes de construction et d'optimisation ainsi quelques applications de ces types de codes. Dans la dernière partie de ce chapitre un schéma d'association des codes LDPC

Conclusion générale

avec les codes STBC-Alamouti dans les systèmes MIMO a été proposé, les résultats obtenus ont été évalués par des simulations sous Matlab, ils ont montré l'apport considérable de l'association proposé en termes de taux d'erreur binaire.

Dans le chapitre IV, nous avons proposé l'utilisation des techniques de précodage MIMO non diagonale afin de réduire la complexité des récepteurs des systèmes MIMO intégrant des codes LDPC à la place des codes CC. Les performances du système d'allocation de puissance proposé ont été validées à travers une série de simulations qui évaluent l'amélioration obtenue. Finalement, les résultats obtenus en termes de taux d'erreur binaire ont confirmé l'intérêt de l'association des codes NB-LDPC aux techniques de précodage dans les systèmes MIMO.

En fin, le travail présenté dans cette thèse, présente un réel intérêt pour l'évolution des techniques de transmission en générale et ceux de la norme LTE et LTE-A plus précisément. L'optimisation des émetteurs et des récepteurs MIMO proposée dans le cadre de ce travail aura un impact sur la consommation d'énergie de ces systèmes, défi majeur de notre siècle.

Plusieurs perspectives pertinentes et intéressantes pourront être menées à partir des axes de recherche considérés dans cette thèse :

- Une description matérielle du codeur LDPC-MIMO-Précodé sera mise en œuvre et testé sur un FPGA.
- L'évaluation des nouveaux systèmes de transmissions en simulation nécessite de disposer de modèle de canaux représentant le plus fidèlement possible le medium de transmission et capables de traduire les principaux phénomènes physiques influençant les performances. La modélisation des canaux MIMO est un axe de recherche très actif. De nombreux modèles existent ainsi que plusieurs classifications. Dans ce cadre une évaluation des performances du système proposée, dans un de canal de Kronecker et de Weichlberger, serait très utile pour une validation plus complète.
- Nous souhaitons adapter les solutions de précodage du système proposé à des flux de données élevés, nous pourrions chercher d'autres précodeurs optimisés pour $b > 2$. Cependant, l'optimisation du précodeur pour un très grand nombre de flux pourrait conduire à une grande complexité pour la conception pratique du précodeur mais peuvent porter des améliorations.

Conclusion générale

- Les communications à grand nombre d'antennes pour les futurs systèmes sans fils, connus sous les appellations : "Large MIMO", "massive MIMO" a été considérée comme l'une des technologies candidate les plus prometteuses pour les futures communications 5G en raison de sa capacité à atteindre un rendement élevé et à améliorer l'efficacité énergétique des réseaux modernes. Dans ce cadre une étude sur l'adaptation des techniques de précodage dans les systèmes MIMO massive pourrait être primordiale.
- Tout au long de cette thèse, nous supposons une CSI parfaite à l'émetteur. Dans les applications pratiques, la CSI imparfaite à l'émetteur peut conduire à une perte de performance. Par conséquent, l'extension des études de cette thèse au système CSI imparfait pourrait également être intéressante pour un travail futur.

Annexe A : Notions Sur les Corps de Galois GF(q)

Les corps de Galois font partie d'une branche particulière des mathématiques qui modélise les fonctions du monde numérique. La dénomination "Corps de Galois" provient du mathématicien français Galois qui en a découvert les propriétés fondamentales.

Il y a deux types de corps, les corps finis et les corps infinis. Les corps de Galois finis sont des ensembles d'éléments fermés sur eux-mêmes. L'addition et la multiplication de deux éléments du champ donnent toujours un élément du corps fini.

A.1 Définition

Un corps de Galois à $q=2^m$ éléments noté GF(q), où m est un entier positif. Le corps de Galois consiste en un ensemble de nombres, ces nombres sont constitués à l'aide de l'élément de base α comme suit :

$$\text{GF}(q)=\{0, \alpha^0, \alpha^1, \dots, \alpha^{q-1}\} \text{ avec } \alpha^{q-1} = 1 \quad (\text{A.1})$$

Avec α est l'élément primitif du corps de Galois GF(q).

GF(q) est formé à partir du corps de base GF(2), ou GF(2)={0,1}.

Exemple 1 : GF(4) = {0, α^0 , α^1 , α^2 } = {0,1, α , α^2 }

A.2 Polynôme primitif

Le polynôme primitif, ayant α comme racine, est utilisé pour construire le corps GF(q), il est sous la forme suivante :

$$P(\alpha) = P_0 + P_1 \cdot \alpha^2 + \dots + P_m \cdot \alpha^m \quad (\text{A.2})$$

Le polynôme primitif doit être :

Irréductible c'est-à-dire être non factorisable dans GF(2) (autrement dit 0 et 1 ne sont pas racines de $P(\alpha)$;

De degré m ;

A coefficients dans GF(2) (c-à-d $P_i=0$ ou 1, avec $i=0, \dots, m$) ;

Diviseur de $x^{2^m-1} + 1$, où l'opération de la division se fait modulo 2.

A.3 Représentation des éléments du GF(q)

Les éléments du corps du Galois GF(q) sont définis modulo polynôme primitif. Chaque élément de ce corps peut être représenté par deux types de représentations polynomiale et binaire :

- **Représentation polynomiale** : l'élément est représenté par un polynôme de degré égal à (m-1) et à coefficient dans GF(2), sous la forme :

$$\alpha^{m-1}x^{m-1} + \alpha^{m-2}x^{m-2} + \dots + \alpha.x + \alpha^0 \quad (\text{A.3})$$

Avec : $\alpha^{m-1} \dots \alpha^0$ éléments dans GF(2).

- **Représentation binaire** : l'élément est représenté par une séquence des éléments dans GF(2), sous la forme :

$$\alpha^{m-1}\alpha^{m-2}\alpha^{m-3} \dots \alpha^0 \quad (\text{A.4})$$

Ou $\alpha^{m-1} \dots \alpha^0$ correspondent aux éléments de l'équation (A.2).

Annexe B : Calcul de LLR

Les décodeurs LDPC et les décodeurs turbo doivent fonctionner dans des décisions qui peuvent être calculées en utilisant le LLR au QAM. Cependant, le nombre d'opérations effectuées pour calculer les décisions douces utilisées par le décodeur augmente avec l'ordre de la constellation. Ainsi, ce calcul varie avec le type du calcul de transmission.

Plusieurs algorithmes ont été introduits afin de simplifier le calcul exact du LLR. L'algorithme pragmatique, introduit dans [92, 93], tente de simplifier le calcul en supposant que les valeurs de vraisemblance sont des variables gaussiennes.

Calcul LLR exact pour Gray-QAM avec constellation carrée sur les canaux Gaussian et Rayleigh :

2^m -QAM transmet à chaque instant nT m bits $\{u_{n,i}\}$, $i \in \{1, \dots, m\}$ qui est représenté par $a_n + jb_n$ où a_n et $b_n \in \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots, m \pm 1\}$. Après avoir traversé le canal de transmission, l'observation relative au couple (a_n, b_n) est représenté par un couple (a'_n, b'_n) .

Dans le cas du canal de Rayleigh a'_n et b'_n sont donnés par :

$$a'_n = a_n a_n + z_n \quad (\text{B.1})$$

$$b'_n = a_n b_n + z_n \quad (\text{B.2})$$

Où z_n est un bruit gaussien, centré, avec une variance σ^2 et a_n est une variable qui caractérise l'atténuation du signal transmis. Dans le cas du canal gaussien $a_n = 1$.

A la réception, nous traitons les couples (a'_n, b'_n) pour extraire m échantillons $\{\hat{u}_{n,i}\}$, $i \in \{1, \dots, m\}$.

L'exemple $\hat{u}_{n,i}$ est obtenu en utilisant la relation $LLR(u_{n,i})$.

$LLR(u_{n,i})$, $i \in \{1, \dots, m\}$, est calculé comme suit:

$$LLR(u_{n,i}) = \log \left[\frac{P_r\left\{\frac{(a'_n, b'_n)}{u_{n,i}} = 0\right\}}{P_r\left\{\frac{(a'_n, b'_n)}{u_{n,i}} = 1\right\}} \right] \quad (\text{B.3})$$

Ou $P_r\left\{\frac{a'_n b'_n}{u_{n,i}} = w\right\}$ est la probabilité que le couple disponible soit (a'_n, b'_n) , sachant que symbole binaire $u_{n,i}$ est égal à w .

Pour une constellation carrée $m = 2p$, la 2^{2p} -QAM a la particularité d'être réduite à deux modulations d'amplitude avec des états de 2^p agissant indépendamment sur deux porteuses en phase et en quadrature [94]. D'après cette propriété (le cas d'une constellation carrée) :

Les p expressions en phase, obtenues à partir de l'équation (3) sont par conséquent les suivantes:

$$LLR(u_{n,i}) = \log \left[\frac{P_r\{a'_n/u_{n,i}=0\}}{P_r\{a'_n/u_{n,i}=1\}} \right] \quad i \in \{1, \dots, p\} \quad (B.4)$$

Ou

$$P_r\{a'_n/u_{n,i} = w\} = \frac{\sum_{j=1}^{2^{p-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(a'_n - a_n a_{i,j}^w)^2\right\}}{\sum_{j=1}^{2^{p-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(a'_n - a_n a_{i,j}^0)^2\right\} + \sum_{j=1}^{2^{p-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(a'_n - a_n a_{i,j}^1)^2\right\}} \quad (B.5)$$

$\{1, \dots, p\}$

Avec $a_{i,j}^k$ sont des valeurs possibles du symbole a_n quand le symbole $u_{n,i}$ est transmis a la valeur k ($k = 0$ ou 1), $w = 0$ ou 1 , Pour un canal gaussien $a_n = 1$. Donc, l'équation (4) s'écrit :

$$LLR(u_{n,i}) = \log \frac{\sum_{j=1}^{2^{p-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(a'_n - a_n a_{i,j}^0)^2\right\}}{\sum_{j=1}^{2^{p-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(a'_n - a_n a_{i,j}^1)^2\right\}} \quad (B.6)$$

Les relations p en quadrature conduisent finalement aux expressions suivantes :

$$LLR(u_{n,i}) = \log \left[\frac{P_r\{b'_n/u_{n,i}=0\}}{P_r\{b'_n/u_{n,i}=1\}} \right] , i \in \{p+1, \dots, 1, \dots, 2p\} \quad (B.7)$$

Avec la même démonstration que précédent, l'équation (7) cède à :

$$(u_{n,i}) = \log \left[\frac{\sum_{j=1}^{2^{p-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(b'_n - a_n b_{i,j}^0)^2\right\}}{\sum_{j=1}^{2^{p-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(b'_n - a_n b_{i,j}^1)^2\right\}} \right] , i \in \{p+1, \dots, 1, \dots, 2p\} \quad (B.8)$$

Annexe B : Calcul de LLR

Avec $b_{i,j}^k$ sont les valeurs possibles du symbole b_n quand le symbole $u_{n,i}$ est transmis à la valeur k ($k=0$ ou 1). Les équations (6) et (8) sont le calcul exact du LLR, c'est le calcul optimal qui représente l'algorithme log-MAP. Cependant, cela implique plusieurs opérations. Plusieurs algorithmes ont été introduits afin de simplifier le calcul exact du LLR.

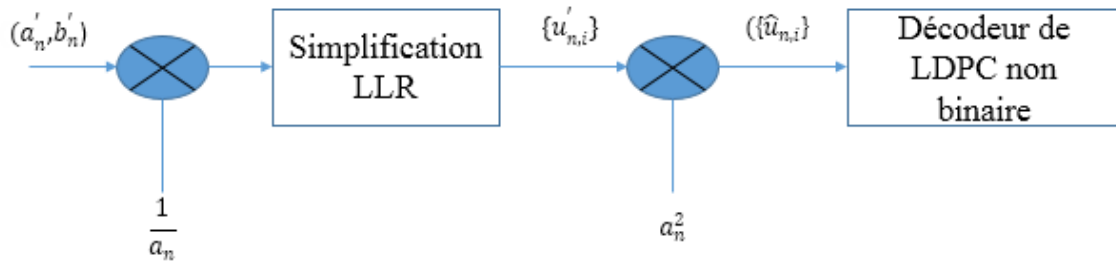


Figure B.1 : Principe du calcul simplifié de LLR

- [1] MADI, Ghadir. Optimisation d'un réseau de capteurs par techniques MIMO coopératives. 2012. Thèse de doctorat. Poitiers.
- [2] Goldsmith, A. Wireless Communications. Cambridge University Press, 2005.
- [3] Jonathan, L. Performances théoriques de systèmes MIMO pré-égalisés et applications avec un simulateur de propagation 3D. Thèse en PDF, Université de Bretagne Occidentale, 25 Novembre 2005.
- [4] KWADJANE, Jean-Marc. Apport de la connaissance a priori de la position de l'émetteur sur les algorithmes MIMO adaptatifs en environnement tunnels pour les métros. 2014. Thèse de doctorat. Université Lille 1 Sciences et Technologies.
- [5] FERRÉ, Guillaume. Codage spatio-temporel et techniques de décodage itératives pour systèmes multi-antennes: diversité temps espace, turbo détection, systèmes en couches. 2006. Thèse de doctorat. Limoges.
- [6] RIHAWI, Basel. Analyse et réduction du Power Ratio des systemes de radiocommunications multi-antennes. These de Doctorat, Université de Rennes I, 2008.
- [7] KARAKOLAH, Daoud. Conception et prototypage d'un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec précodage linéaire. 2009. Thèse de doctorat. Télécom Bretagne.
- [8] GAUTIER, Roland, BUREL, Gilles, LETESSIER, Jonathan, et al. Blind estimation of scrambler offset using encoder redundancy. In : Signals, Systems and Computers, 2002. Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on. IEEE, 2002. p. 626-630.
- [9] ERCEG, Vinko, GREENSTEIN, Larry J., TJANDRA, Sony Y., et al. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. IEEE Journal on selected areas in communications, 1999, vol. 17, no 7, p. 1205-1211.
- [10] ADJUDEANU, Irina. Codes correcteurs d'erreurs LDPC structurés. 2010. Thèse de doctorat. Université Laval.
- [11] FOSCHINI, Gerard J. et GANS, Michael J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Wireless personal communications, 1998, vol. 6, no 3, p. 311-335.
- [12] SU, Weifeng, XIA, Xiang-Gen, et LIU, KJ Ray. A systematic design of high-rate complex orthogonal space-time block codes. IEEE Communications Letters, 2004, vol. 8, no 6, p. 380-382.
- [13] ALAMOUTI, S. Space block coding: A simple transmitter diversity scheme for wireless communications. IEEE JSAC, 1998.
- [14] PARDONCHE, Jean-François, BERBINEAU, Marion, et SEGUINOT, Christophe. Présentation de quelques modeles stochastiques de canal mimo et comparaison expérimentale. In : Annales des télécommunications. Springer-Verlag, 2005. p. 649-680.
- [15] OUACHANI, Ilham. Analyse de performances de systèmes de communication sans-fils exploitant micro-et macro-diversité. 2005. Thèse de doctorat. Université Paris Sud-Paris XI.
- [16] TAROKH, Vahid; JAFARKHANI, Hamid; CALDERBANK, A. Robert. Space-time block codes from orthogonal designs. IEEE Transactions on information theory, 1999, 45.5: 1456-1467.
- [17] TAROKH, Vahid; SESHADRI, Nambi; CALDERBANK, A. Robert. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. IEEE transactions on information theory, 1998, 44.2: 744-765.
- [18] LIANG, Xue-Bin; XIA, Xiang-Gen. On the nonexistence of rate-one generalized complex orthogonal designs. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49.11: 2984-2988.

- [19] MEHASSOUEL, M. APPLICATION DE LA TECHNOLOGIE MIMO A LA 4G DU MOBILE. Thèse Magistère, Université de SETIF1, Decembre 2014.
- [20] E. Larsson and P. Stoica, "Space-Time Block Coding in Wireless Communications". Cambridge university press, 2003.
- [21] LARSSON, Erik G. et STOICA, Petre. Space-time block coding for wireless communications. Cambridge university press, 2008.
- [22] GOLDEN, G. D., FOSCHINI, G. J., WOLNIANSKI, P. W., et al. V-BLAST: A high capacity space-time architecture for the rich-scattering wireless channel. Bell Laboratories, IsarT-98, 1998, vol. 150.
- [23] GOLDEN, G. D., FOSCHINI, C. J., VALENZUELA, Reinaldo A., et al. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture. Electronics letters, 1999, vol. 35, no 1, p. 14-16.
- [24] DAMEN, Oussama, CHKEIF, Ammar, et BELFIORE, J.-C. Lattice code decoder for space-time codes. IEEE Communications letters, 2000, vol. 4, no 5, p. 161-163.
- [25] VIKALO, Haris, HASSIBI, Babak, et STOICA, Petre. Efficient joint maximum-likelihood channel estimation and signal detection. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, vol. 5, no 7, p. 1838-1845.
- [26] STOJNIC, Mihailo, VIKALO, Haris, et HASSIBI, Babak. Further results on speeding up the sphere decoder. In: Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings. 2006 IEEE International Conference on. IEEE, 2006. p. IV-IV.
- [27] REZKI, Zouheir. Étude et optimisation des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO. 2003. Thèse de doctorat. École de technologie supérieure.
- [28] SAMPATH, Hemanth, STOICA, Petre, et PAULRAJ, Arogyaswami. Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion. IEEE Transactions on Communications, 2001, vol. 49, no 12, p. 2198-2206.
- [29] VRIGNEAU, Baptiste. Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale: étude des performances et extension du nombre de voies. 2006. PhD Thesis. Université de Bretagne occidentale-Brest.
- [30] SCAGLIONE, Anna, et al. Optimal designs for space-time linear precoders and decoders. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50.5: 1051-1064.
- [31] LO, Titus KY. Maximum ratio transmission. In: Communications, 1999. ICC'99. 1999 IEEE International Conference on. IEEE, 1999. p. 1310-1314.
- [32] JUTTEN, Christian. Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes. 2002. PhD Thesis. UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE.
- [33] KHALIGHI, Mohammad Ali, et al. Water filling capacity of Rayleigh MIMO channels. In: Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2001 12th IEEE International Symposium on. IEEE, 2001. p. A-A.
- [34] TELATAR, Emre. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels. Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, 1999, 10.6: 585-595.
- [35] NGO, Quoc-Tuong. Généralisation des précodeurs MIMO basés sur la distance euclidienne minimale. 2012. PhD Thesis. Université Rennes 1.
- [36] NGO, Q.-T., et al. Minimum distance based precoder for MIMO-OFDM systems using a 16-QAM modulation. In: Communications, 2009. ICC'09. IEEE International Conference on. IEEE, 2009. p. 1-5.

- [37] SCAGLIONE, Anna, et al. Optimal designs for space-time linear precoders and decoders. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50.5: 1051-1064.
- [38] COLLIN, Ludovic. Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale. 2002. PhD Thesis. Brest.
- [39] ZHU, Xu; MURCH, Ross D. Performance analysis of maximum likelihood detection in a MIMO antenna system. *IEEE Transactions on Communications*, 2002, 50.2: 187-191.
- [40] LEE, Heunchul; PARK, Seokhwan; LEE, Inkyu. Orthogonalized spatial multiplexing for closed-loop MIMO systems. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, 55.5: 1044-1052.
- [41] KIM, Young-Tae, et al. Optimal precoding for orthogonalized spatial multiplexing in closed-loop MIMO systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008, 26.8.
- [42] LEE, Heunchul; PARK, Seokhwan; LEE, Inkyu. A new MIMO beamforming technique based on rotation transformations. In: *Communications, 2007. ICC'07. IEEE International Conference on. IEEE, 2007. p. 5359-5364.*
- [43] MAHI, Sarra; BOUACHA, Abdelhafid. Behavior of the Minimum Euclidean Distance Optimization Precoders with Soft Maximum Likelihood Detector for High Data Rate MIMO Transmission. *INTERNATIONAL JOURNAL OF ADVANCED COMPUTER SCIENCE AND APPLICATIONS*, 2018, 9.2: 364-370
- [44] COLLIN, Ludovic, et al. Optimal minimum distance-based precoder for MIMO spatial multiplexing systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52.3: 617-627.
- [45] R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes," Ph.D. dissertation, 1963.
- [46] D. MacKay and R. M. Neal, "Near shanon limit performance of low density parity-check codes," *Electronic Letter*, August 1996
- [47] J. Pearl, *Probabilistic reasoning in intelligent systems: networks of plausible inference*, S. Mateo, Ed. Morgan Kaufmann Publishers, 1988.
- [48] M. Luby, M. Mitzenmacher, A. Shokrollahi, and D. Spielman, "Analysis of low density codes and improved designs using irregular graphs," *Proceeding of 30th ACM Symp. on Theory of Computing*, 1998
- [49] AKL Charaf, 'Etudes de récepteurs MIMO-LDPC itératifs', HAL Id: pastel-00913457, 2013.
- [50] Syed Mohamad Jamalullil Bilfagih, 'Transmission multiple porteuses utilisant un codage détecteur/correcteur d'erreur de type LDPC sur canaux MIMO Détection multi-utilisateurs, Turbo égalisation, Diversité Temps, Espace, Fréquence', thèse en PDF, Le 31 Mars 2005.
- [51] P. Elias, « Coding for Noisy Channels », *IRE conv. Rec.*, vol. 3, pt. 4, pp. 37-46, 1955.
- [52] Valérian Mannoni , Guillecume Gelle, France Telecom R&D, Resa /BWA, LDPC pour l'OFDM.
- [53] Alain Glavieux, Michel Joindot. 'Communication numériques', Editeur : Masson, 1996.
- [54] Audrey Tixier, Reconnaissance de codes correcteurs, l'Université de Pierre et Marie Curie, thèse en PDF, Jun 2016.
- [55] G. D. Forney., « Convolutional codes I: Algebraic structure », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-16, pp. 720-738, November 1970.
- [56] R. Tanner, "A recursive approach to low complexity codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 27, sept 1981.
- [57] Mathieu Cunche, 'Codes AL-FEC hautes performances pour les canaux à effacements : variations autour des codes LDPC', HAL Id: tel-00451336,2010.
- [58] Loeliger, H-A. "An introduction to factor graphs." *IEEE Signal Processing Magazine* 21.1 (2004): 28-41

- [59] Madiagne Diouf, 'Conception Avanc_ee des codes LDPC binaires pour des applications pratiques', thèse en PDF, 2016.
- [60] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, 'Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes', Proc. 1993 IEEE International Conference on Communications, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, May 1993.
- [61] C. Berrou and A. Glavieux, 'Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes', IEEE Transactions on Communications, Vol. 44, pp. 1261-1271, October 1996.
- [62] Ihsan Ullah Sohail Noor "Construction and Performance Evaluation of QC-LDPC Codes".
- [63] Yu Kou and Shu Lin, 'Low Density Parity Check Codes Based on Finite Geometries: A Rediscovery and New Results', Department of Electrical and Computer Engineering, University of California.
- [64] S. Lin et D. Costello, Error control coding. Prentice Hall, 2004.
- [65] H. Tang, J. Xu, Y. Kou, S. Lin et K. Abdel-Ghaffar, "On Algebraic Construction of Low Density Parity Check Codes", in Proc. 2002 IEEE Intl. Symp. Inform.
- [66] H. Tang, J. Xu, Y. Kou, S. Lin et K. Abdel-Ghaffar, "On Algebraic Construction of Gallager and Circulant Low Density Parity Check Codes", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 50(6), pp. 1269 - 1279, 2004.
- [67] IRINA ADJUDEANU, 'Codes correcteurs d'erreurs LDPC structurés', 2010.
- [68] H. Zhong et T. Zhang, "Block-LDPC: A Practical LDPC Coding System Design Approach", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 52(4), pp. 766-775, 2005.
- [69] Yu Kou, Shu Lin, and M.P.C. Fossorier, 'Low-density parity-check codes based on finite geometries : a rediscovery and new results. Information Theory', IEEE Transactions on, 47(7) :2711-2736, Nov 2001.
- [70] S. Lin and D. J. Costello, Jr., 'Error Control Coding: Fundamentals and Applications', Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983.
- [71] J. L. Massey, Threshold Decoding, MIT Press, Cambridge, Mass. 1963.
- [72] V. D. Kolesnik, 'Probability Decoding of Majority Codes', Prob. Peredachi Inform., Vol. 7, pp. 3-12, July 1971.
- [73] Vasic, B. and Milenkovic, O., Combinatorial constructions of low-density parity-check codes for iterative decoding, IEEE Transactions on Information Theory, 50(6)(2004) 1156-1176.
- [74] T. J. Richardson and R. L. Urbanke, "Efficient encoding of low-density parity-check codes", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 47, no. 2, pp. 638- 656, Feb. 2001
- [75] FELDMAN, Jon, WAINWRIGHT, M. J., et KARGER, David R. Using linear programming to decode linear codes. In : 37th annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS'03). 2003.
- [76] FELDMAN, Jon, WAINWRIGHT, Martin J., et KARGER, David R. Using linear programming to decode binary linear codes. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, vol. 51, no 3, p. 954-972
- [77] WYMEERSCH, Henk, STEENDAM, Heidi, et MOENECLAEY, Marc. Log-domain decoding of LDPC codes over GF (q). In : Communications, 2004 IEEE International Conference on. IEEE, 2004. p. 772-776.
- [78] RICHARDSON, Thomas Joseph. LDPC design for high parallelism, low error floor, and simple encoding. U.S. Patent No 9,306,601, 5 avr. 2016

- [79] AHN, Kyung Seung. Performance analysis of MIMO-MRC system in the presence of multiple interferers and noise over Rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on wireless communications*, 2009, vol. 8, no 7.
- [80] S. T. BrinL, G. Kramer, and A. Ashikhmin, "Design of low-density parity-check codes for modulation and detection," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 4, pp. 670-678, Apr. 2004.
- [81] B. La, X. Wang, and K. R. Narayanan, "LDPC based space-time coded OFDM systems over correlated fading channels: Analysis and receiver," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 1, pp. 74-88, Jan. 2002.
- [82] T. Deepa and R. Kumar, "Performance evaluation of LDPC coded MIMO transceiver with equalization," in *International Conference on Recent Trends in Information Technology*, 2013, pp. 147-151.
- [83] J. Hou, P. H. Siegel, and B. M. Laurence , "Performance Analysis and Code Optimization of Low Density Parity-Check Codes on Rayleigh Fading Channels," *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, vol. 19, no. 5, pp. 924-934, May 2001.
- [84] F. K and L. S. Performance and Complexity Comparison of Low Density Parity Check Codes and Turbo Codes. Stravanger University Website.
- [85] M. Sayed Hassan and K. Amis, "Full-diversity space-time error correcting codes with low-complexity receivers", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Feb 2011.
- [86] R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes," *IRE Transactions on Information Theory*, pp. 21–28, 1962.
- [87] R.-H. Peng and R.-R. Chen, "Design of non-binary LDPC codes over GF(q) for multiple-antenna transmission," in *Proceedings of the Military Communications Conference*, pp. 1–7, Washington, DC, USA, October 2006.
- [88] Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2) [archive], ETSI EN 302 307, V1.2.1, April 2009.
- [89] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge university press, 2005. (Cité en pages 33, 34, 35, 39 et 57.).
- [90] R. Steele and L. Hanzô, *Mobile radio communications : second and third generation cellular and WATM systems*. J. Wiley, 1999. (Cité en pages 41 et 57.)
- [91] BOUACHA Abdelhafid , 'Antennes Intelligentes pour la Détection de Liaisons de Communications Sans Fil par les Méthodes Aveugles', Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, Mai 2012.
- [92] S. Le Goff, C. Berrou et A. Glavieux .Turbo-Codes and High Spectral Efficiency Modulations. *IEEE International Conference on Communications (ICC'94)*, vol. 2/3, pp.645-649, New Orleans, May 1994.
- [93] S. Y. Le Goff .Bit-Interleaved Turbo-Coded Modulations for Mobile Communications. *European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Finlande, 2000.
- [94] R. Ghaffar and R. Knopp .Low Complexity Metrics for BICM and MIMO Systems. in *2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conf. (VTC 2010-Spring)*, pp. 1–6, 6–19 May, 2010.

Publications Internationales

1. Mahi.S, Bouacha.A: **“Behavior of the Minimum Euclidean Distance Optimization Precoders with Soft Maximum Likelihood Detector for High Data Rate MIMO Transmission”**, 01/03/2018, International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA), Volume 9, Issue 2, Pages 364-370,
 - DOI: 10.14569/IJACSA.2018.090250.

Communications Internationales

1. Mahi.S, Bouacha.A, *“Etude et implémentation des codes LDPC pour la technologie WIMAX IEEE 802.16”*, The International Conference on Wireless Technologies, embedded and intelligent Systems (WITS-2015), ENSA de Fès- USMBA, MAROC.
2. Mahi.S, Bouacha.A, *“CQI and Macro scale fading analysis in Long Term Evolution (LTE) System”*, ICOPSIP-2015, Université de Tlemcen, Algérie.
3. Mahi.S, Bouacha.A, *“Performances study of QC-LDPC coded modulation for WiMAX physical layer”*, 2nd International Conference On Electrical Sciences and Technologies (CISTEM-2016), IEEE, Université MERRAKECH, MARROC.
4. Mahi.S, Bouacha.A, *“Performances study of Max-dmin precoder compared to the Alamouti coder”*, ISPA 2017 Mostaganém, Algérie.

Communications Nationales

1. Mahi.S, Bouacha.A, *“Etude théorique des des algorithmes de précodage dans les systèmes MIMO”*, 1iere JLTT’2014, Tlemcen, Algeria.
2. Mahi.S, Bouacha.A, *“Systèmes MIMO et les codes correcteur LDPC”*, 2ime JLTT’2015, Tlemcen, Algeria.
3. Mahi.S, Bouacha.A, *“Comparaison de précodeur Max dmin avec les OSTBC pour Les systèmes MIMO”*, 3ième JLTT’2016, Tlemcen, Algeria.
4. Mahi.S, Bouacha.A, *“les codes NB- LDPC appliqués aux systèmes MIMO-SM”*, 4ième JLTT’2017, Tlemcen, Algeria.

Résumé

Des travaux récents montrent que la technologie MIMO associées aux algorithmes de précodage et aux turbos codes est particulièrement prometteuse pour des applications dans de nombreux standards de communication sans fil modernes. Cette technologie, qui repose sur l'utilisation conjointe des MIMO et d'un codage canal évolué, permet de répondre à deux besoins actuels : haut débit et qualité de transmission, sans augmenter les puissances d'émission et les bandes de fréquences allouées avec la contribution à un usage raisonné des ressources radioélectriques. En plus, les informations sur l'état du canal à l'émetteur (CSIT) constituent un avantage supplémentaire et permettent d'anticiper les éventuelles dégradations causées par la propagation afin d'obtenir un canal de transmission "global" favorable à la communication.

Ce travail s'inscrit dans une démarche globale d'optimisation de la couche physique des systèmes de transmission radio sans fil dans le but d'augmenter leurs performances. L'objectif majeur de cette thèse est de concevoir des schémas de transmission sans fil à complexité et latence réduites qui reposent sur les algorithmes de précodage et le codage correcteur d'erreur conjoint pour la norme LTE et LTE-A, afin de déterminer finalement une solution d'optimisation d'allocation de puissance qui adapte un bloc de précodage linéaire à une transmission MIMO codée LDPC. En fin, les résultats de ce travail, présente un réel intérêt pour l'évolution des systèmes de communication modernes en particuliers ceux de la norme LTE et LTE-A. Ainsi, l'optimisation des émetteurs et récepteurs MIMO proposer dans le cadre de cette thèse aura un impact favorable sur la consommation d'énergie de ces systèmes, défi majeur de notre siècle.

Mots clé : Système MIMO, Précodeur Max dmin, Précodeur POSM, CSIT, Le code.

Abstract

Recent work shows that MIMO technology associated with precoding algorithms and turbo codes are particularly promising for many modern wireless communication standards. This technology, based on the joint use of MIMOs and advanced channel coding, allows to meet two current needs: broadband and transmission quality, without increasing the transmission powers and transmission bands allocated frequencies with the contribution to a reasoned use of radio resources. In addition, the channel state information at the transmitter (CSIT) is an additional advantage to anticipate any damage caused by propagation in order to obtain a favorable "global" transmission channel.

This work is part of a global approach to optimize the physical layer of wireless radio transmission systems in order to increase their performance. The main objective of this thesis is to design wireless transmission schemes with reduced complexity and latency that rely on precoding algorithms and joint error correction coding for the LTE and LTE-A standards, in order to finally determine a Power allocation optimization solution that adapts a linear precoding block to an LDPC encoded MIMO transmission. Finally, the results of this work, presents a real interest for the evolution of modern communication systems in particular those of the standard LTE and LTE-A. Thus, the optimization of MIMO transmitters and receivers proposed in the context of this thesis will have a favorable impact on the energy consumption of these systems, a major challenge of our century.

Keywords: MIMO Systems, Max-dmin precoder, POSM precoder, CSIT, LDPC code.

ملخص

يبين هذا العمل أن تقنية MIMO المرتبطة بالخوارزميات المسبقة و التشفير و اعدة بشكل خاص للتطبيقات في العديد من معايير الاتصالات اللاسلكية الحديثة. وتفي هذه التكنولوجيا القائمة على الاستخدام المشترك للـ MIMO والتشفير المتقدم للقنوات، بالاحتياجات الحالية: جودة النطاق العريض وجودة الإرسال، دون زيادة قدرة الإرسال ونطاقات التردد الموزعة مع مساهمة في استخدام مسبب للموارد الراديوية. وبالإضافة إلى ذلك، تعد المعلومات عن حالة قناة المرسل (CSIT) ميزة إضافية وتجعل من الممكن توقع أي تدهور يسببه الانتشار من أجل الحصول على قناة إرسال "عالمية" مواتية للاتصالات. هذا العمل جزء من نهج عالمي لتحسين الطبقة المادية لأنظمة الإرسال اللاسلكية من أجل زيادة أدائها.

هذا العمل جزء من نهج عالمي لتحسين الطبقة المادية لأنظمة الإرسال اللاسلكية من أجل زيادة أدائها. الهدف الرئيسي من هذه الأطروحة هو تصميم أنظمة الإرسال اللاسلكية مع تقليل التعقيد والكمون الذي يعتمد على خوارزميات مسبقة التشكيل وتشفير تصحيح الخطأ المشترك لمعايير LTE و LTE-A، من أجل تحديد حل الأمثل لتخصيص الطاقة الذي يكثف كتلة خطية مسبقة التحويل إلى إرسال MIMO تشفير LDPC. أخيراً، تعرض نتائج هذا العمل اهتماماً حقيقياً بتطوير أنظمة الاتصالات الحديثة، لا سيما أنظمة LTE و LTE-A القياسية. وبالتالي، فإن التحسين الأمثل لأجهزة الإرسال والاستقبال المقترحة من MIMO في سياق هذه الرسالة سيكون له تأثير إيجابي على استهلاك الطاقة لهذه الأنظمة، وهو تحد رئيسي في قرننا.

الكلمات المفتاحية: LDPC code، CSIT، POSM precoder، Max dmin precoder، MIMO system.

