

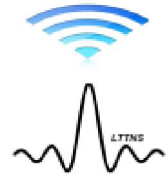
N° d'ordre :

Année : 2016

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



Ministère de l'enseignement supérieur  
et de la recherche scientifique  
UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL ABBES  
Faculté de Génie Electrique  
Département d'électronique



Laboratoire de Télécommunications et de Traitement Numérique du Signal

## THESE

Présentée pour l'obtention du diplôme de

## DOCTORAT EN SCIENCES

Option : " Signaux et systèmes de communications ".

Présentée et soutenue par : **Mr : NAAR Djilali.**  
Thème

**Codage espace-temps dans les systèmes MIMO en  
utilisant les polynômes d'Hermite**

Thèse soutenue le : 03 Novembre 2016

Devant le jury composé de :

Mahdjoub Zoubir	Professeur à Université Sidi Bel Abbès	<b>Président</b>
Bouziani Merahi	Professeur à CU-El-Bayadh	<b>Directeur de thèse</b>
El Ahmar Sid Ahmed	Professeur à Université Sidi Bel Abbès	<b>Examineur</b>
Bassou Abdesselem	Professeur à Université de Béchar	<b>Examineur</b>

## Remerciements

Je remercie en tout premier lieu mon directeur de thèse, Monsieur **Bouziati Merahi**, professeur à CU-El-Bayadh, qui m'a permis de débiter mes travaux de recherche tout d'abord en magister puis en thèse.

Je tiens à remercier Monsieur **Mahjoub Zoubir**, professeur à l'université de Sidi Bel Abbés, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de la soutenance.

Je remercie également Monsieur **El Ahmar Sid Ahmed**, professeur à l'université de Sidi Bel Abbés et Monsieur **Bassou Abdesslem**, professeur à l'université de Béchar pour avoir accepté de juger ce travail.

Je tiens aussi à remercier tous ceux qui ont fortement contribué, de près ou de loin, à l'avancement de ce manuscrit par leurs conseils et de nombreuses discussions.

Enfin, je remercie ma famille qui m'a soutenue durant ces années de travail.

## ملخص

إن الاتصالات عبر قناة الراديو متحرك تشهد تطورا هائلا في السنوات الأخيرة. ليس على مستوى عدد المستعملين فحسب بل على مستوى تدفق المعلومات للمستعمل الواحد. مما يؤدي إلى تشبع الموارد الراديو- الترددية في الأماكن ذات الكثافة السكانية العالية. وبالتالي لحل هذا الإشكال، فإن الأمر يستدعي رفع الفعالية الطيفية لهذه الاتصالات. من جانب آخر، تتأثر اتصالات الراديو من الإغماءات الناجمة عن المسارات المتعددة للإشارة المفيدة (الأصداء) وظاهرة التداخل بين الرموز. للحد من مفعول هاتين السلبيتين، أجريت دراسة منذ عدة سنوات خلت وخلصت إلي أسلوب يعتمد على استعمال عدة هوائيات إرسال تقابلها عدة هوائيات استقبال. يطلق على هذا التصميم بالأنظمة متعددة المداخل و المخرج و التي تهدف إلى رفع سعة قناة الراديو و التقليل من تأثير الإغماءات وذلك باستغلال البعد المكاني المتمثل في الهوائيات المتعددة وبالتالي الاستثمار في المسارات المتعددة للإشارة عوض حذفها. من جهة أخرى، توجد طريقة ثانية يطلق عليها: الإرسال متعدد الترددات المتعامدة (OFDM)، تساهم في تحسين الفعالية الطيفية لأنظمة الاتصالات عندما تكون هذه الموجات متعامدة فيما بينها. إن هذه الدراسة تهدف إلى اختبار أشكال موجات متعامدة جديدة في نظام ذو ترميز زمني- مكاني متعدد المداخل و المخرج. من محاسن هذه التقنية ، سهولة فك الإشارات المرسله.

## Résumé

Les communications sur le canal radio-mobile se sont fortement développées ces dernières années, aussi bien en termes de nombre d'utilisateurs que de débit par utilisateur. Ceci entraîne la saturation des ressources radiofréquences dans les lieux de forte population. Dès lors, il existe une forte demande pour augmenter l'efficacité spectrale de ces communications.

D'un autre côté, les transmissions via le canal radio-mobile sont fortement pénalisées par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles. Pour pallier ces deux inconvénients, une solution a été étudiée depuis quelques années. Il s'agit d'une architecture de transmission basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Ces architectures, dites MIMO (Multiple Input Multiple Output), ont été développées dans un souci d'augmenter la capacité du canal. Elles permettent d'atteindre à la fois de très hautes efficacités spectrales et lutter efficacement contre les évanouissements du signal. L'idée générale est de tirer profit de la dimension spatiale du canal et d'exploiter les trajets multiples plutôt que de les supprimer.

Par ailleurs, les techniques dites multiporteuses contribuent elles aussi dans l'amélioration de l'efficacité spectrale des systèmes de communications. Lorsque ces porteuses sont orthogonales entre elles on parlera alors de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui est combiné avec le MIMO on obtiendra les systèmes MIMO-OFDM.

Il s'agit dans le cadre de cette thèse de tester de nouvelles formes d'ondes (orthogonales) dans le codage spatio-temporel des systèmes MIMO-OFDM. En effet, dans le système MIMO-OFDM, un mapping des symboles à transmettre est effectué au niveau de l'émetteur. Ce mapping consiste à transmettre en même temps des signaux différents sur plusieurs antennes. Ces signaux sont, de préférence orthogonaux. La réception est faite sur plusieurs antennes. L'avantage de cette technique est la décorrélation qu'on a entre les différents signaux reçus. Plusieurs formes de signaux orthogonaux seront testées dans le but d'améliorer les performances des systèmes MIMO-OFDM.

**Mots clés :** MIMO, OFDM, codage spatio-temporel, polynômes d'Hermite, signaux orthogonaux, maximum de vraisemblance.

# Table des matières

Remerciements .....	i
Résumé .....	iii
Table de matières .....	iv
Liste des figures .....	vii
Liste des Tableaux .....	x
Liste des sigles et abréviations .....	xi
Notations .....	xiii
<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1 : Les systèmes MIMO.....</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction .....	6
1.2 Modèle de canal radio mobile SISO.....	6
1.3 Notion de diversité .....	7
1.4 Les systèmes MIMO.....	8
1.4.1    Modèle du système MIMO .....	9
1.4.2    Capacité d'un canal MIMO .....	10
1.5 Technique d'émission MIMO.....	12
1.6 Les codes espace-temps.....	13
1.6.1    Les codes ST en treillis .....	13
1.6.2    Les codes ST en couches .....	14
1.6.3    Codes ST orthogonaux.....	16
1.6.3.1 Le code d'Alamouti .....	16
1.6.3.2 Codes orthogonaux de grande dimension.....	19
1.7 Technique de détection MIMO .....	19
1.7.1    Détection ML (Maximum Likelihood).....	20
1.7.2    Détection par filtrage linéaire .....	20
1.7.3    Détection par annulation d'interférence.....	21
1.8 Conclusion .....	21

<b>CHAPITRE 2 : Technique BICM associée aux systèmes MIMO</b> .....	22
2.1 Introduction .....	23
2.2 Schéma du système de BICM .....	24
2.3 Codage de canal .....	28
2.4 Entrelacement .....	30
2.5 Conversion Bit/Symbole.....	30
2.6 Description de l'émetteur BICM-MIMO.....	31
2.6.1 Encodage HE-LST.....	31
2.6.2 Encodage DE- LST .....	32
2.6.3 Encodage VE-LST.....	32
2.7 Description du récepteur BICM-MIMO .....	32
2.8 Conclusion .....	33
<b>CHAPITRE 3 : Formes d'ondes orthogonales d'Hermite</b> .....	34
3.1 Introduction.....	35
3.2 Rappel mathématique .....	37
3.3 Fonctions orthogonales d'Hermite.....	38
3.4 Formes d'onde d'Hermite orthogonales et normalisées.....	40
3.5 Approches d'Implémentation des formes d'ondes d'Hermite en Transmission numérique.....	44
3.6 Conclusion.....	50
<b>CHAPITRE 4 : Mise en oeuvre du système MIMO à formes d'ondes d'Hermite</b> .....	51
4.1 Introduction.....	52
4.2 Schéma de transmission du système MIMO à formes d'ondes.....	53
4.3 Comparaison des performances du système à corrélateur et celui de filtre adapté.....	54
4.4 Etude du système MIMO à formes d'ondes d'Hermite.....	55
4.5 Paramètres de simulation .....	55
4.5.1 Effet du canal.....	56
4.5.2 Effet de la taille de la trame.....	58
4.5.3 Effet du mapping .....	59
4.5.4 Effet de la taille de la mémoire du code.....	62
4.5.5 Effet du type de codeur.....	63
4.5.6 Effet du rendement du code.....	64
4.5.7 Effet du type de la modulation .....	65
4.6 Comparaison entre MIMO-OFDM et MIMO à formes d'ondes d'Hermite.....	66

4.7 Conclusion .....	70
<b>CONCLUSION GENERALE</b> .....	71
ANNEXE A : .....	73
ANNEXE B : .....	77
ANNEXE C : .....	79
ANNEXE D : .....	80
BIBLIOGRAPHIE.....	82

## Liste des figures

<b>Figure 1.1</b> : Chaîne de transmission MIMO .....	6
<b>Figure 1.2</b> : Système MIMO .....	9
<b>Figure.1.3</b> : Evolution de la capacité avec l'augmentation du nombre d'antenne.....	11
<b>Figure 1.4</b> : Code en treillis à 4 états.....	13
<b>Figure 1.5</b> : Structure H-BLAST.....	14
<b>Figure 1.6</b> : Structure D-BLAST.....	15
<b>Figure 1.7</b> : Structure V-BLAST.....	15
<b>Figure 2.1</b> : Modèle du système BICM.....	24
<b>Figure 2.2</b> : Les sous ensembles de la constellation 8PSK avec étiquetage Gray.....	26
<b>Figure 2.3</b> : Exemple de calcul du LLR pour le premier bit .....	27
<b>Figure 2.4</b> : Exemples de codeurs convolutifs : (a) code convolutif non systématique non récursif à 4 états, (b) code convolutif systématique récursif à 4 états.....	28
<b>Figure 2.5</b> : Meilleurs étiquetages en terme de capacité de canal pour différentes constellations 8-aires [35].....	30
<b>Figure 2.6</b> : Différents schéma d'émission du MIMO-BICM.....	31
<b>Figure 2.7</b> : Les différents schémas de la réception BICM-MIMO.....	32
<b>Figure 3.1</b> : Les cinq premières fonctions orthogonales d'Hermite .....	40
<b>Figure 3.2</b> : Les largeurs des impulsions d'Hermite sont, en fait, infinies. Les critères de 95%, de 99% et de 99.9% d'énergie de l'impulsion sont employés pour définir les largeurs de ces impulsions.....	42
<b>Figure 3.3</b> : Représentation des quatre premières impulsions de base d'Hermite sur l'axe de temps normalisé.....	43
<b>Figure 3.4</b> : Implémentation directe de la transmission d'un seul symbole dans un système à 4 dimensions.....	45
<b>Figure 3.5</b> : Schéma fonctionnel de l'implémentation du système « émetteur-récepteur ». Les récepteurs utilisent un détecteur à corrélateur « integrate and dump ».....	46
<b>Figure 3.6</b> : Schéma fonctionnel d'implémentation pratique à l'aide des filtres numériques FIR. ....	48
<b>Figure 3.7</b> : Un récepteur alternatif se sert des filtres adaptés et des échantillonneurs. Les filtres adaptés sont en fait des filtres numériques FIR .....	49



<b>Figure 4.1</b> : Schéma de transmission du système MIMO à formes d'ondes d'Hermite.....	53
<b>Figure 4.2</b> : Comparaison des performances du système à corrélateur et celui à filtre adapté dans un système SISO, en utilisant la modulation BPSK sur un canal à évanouissement de Rayleigh.....	54
<b>Figure 4.3</b> : Comparaison des performances du système à corrélateur et celui à filtre adapté dans une architecture MIMO(2,2), en utilisant la modulation BPSK sur un canal à évanouissement de Rayleigh.....	54
<b>Figure 4.4</b> : Comparaison entre les performances du système MIMO non codé utilisant la modulation 8PSK sur un canal AWGN et Rayleigh.....	57
<b>Figure 4.5</b> : Comparaison entre les performances du système MIMO codé utilisant la modulation 8-PSK sur un canal AWGN et Rayleigh .....	57
<b>Figure 4.6</b> : Performances du système codé pour différentes tailles de la trame sur le canal à évanouissement de Rayleigh.....	58
<b>Figure 4.7</b> : Performances du système MIMO avec et sans codage de canal en utilisant la modulation BPSK sur le canal à évanouissement de Rayleigh.....	59
<b>Figure 4.8</b> : Performances du système MIMO non codé à base de la modulation QPSK sur le canal à évanouissement de Rayleigh.....	60
<b>Figure 4.9</b> : Performances du système MIMO codé à base de la modulation QPSK sur le canal à évanouissement de Rayleigh.....	60
<b>Figure 4.10</b> : Performances du système MIMO non codé à base de la modulation 8-PSK sur le canal à évanouissement de Rayleigh.....	61
<b>Figure 4.11</b> : Performances du système MIMO codé à base de la modulation 8-PSK sur le canal à évanouissement de Rayleigh.....	61
<b>Figure 4.12</b> : Performances du système MIMO codé pour différentes tailles de la mémoire du codeur.....	62
<b>Figure 4.13</b> : Performances du système codé à base de deux types de codeurs (NSC et RSC) sur un canal à évanouissement de Rayleigh.....	63
<b>Figure 4.14</b> : Performances du MIMO codé pour différents rendements du code.....	64
<b>Figure 4.15</b> : Performances du système MIMO codé pour différents états de modulation sur un canal à évanouissement de Rayleigh. ....	65
<b>Figure 4.16</b> : Comparaison des performances des deux systèmes non codés pour la modulation BPSK. ....	67
<b>Figure 4.17</b> : Comparaison des performances des deux systèmes codés pour la modulation BPSK. ....	67

<b>Figure 4.18</b> : Comparaison des performances des deux systèmes non codés pour la modulation QPSK. ....	68
<b>Figure 4.19</b> : Comparaison des performances des deux systèmes codés pour la modulation QPSK. ....	68
<b>Figure 4.20</b> : Comparaison des performances des deux systèmes non codés pour la modulation 8-PSK. ....	69
<b>Figure 4.21</b> : Comparaison des performances des deux systèmes codés pour la modulation 8-PSK. ....	69

## Liste des Tableaux

<b>Tableau 4.1</b> : Paramètres de simulation des systèmes MIMO-OFDM et MIMO à formes d'ondes .....	66
<b>Tableau D</b> : Properties of the Hermite Polynomials.....	80

## Liste des sigles et abréviations

<b>AWGN</b>	<b>Additif White Gaussian Noise</b>
<b>BER</b>	<b>Bit Error Rate</b>
<b>BICM</b>	<b>Bit-Interleaved Coded Modulation</b>
<b>BICM-ID</b>	<b>Bit-Interleaved Coded Modulation-Iteratif Decoding</b>
<b>D-BLAST</b>	<b>Diagonal Bell laboratories Layered Space Time</b>
<b>DE- LST</b>	<b>Diagonal Encoding - Layered Space Time</b>
<b>DS-CDMA</b>	<b>Direct Sequence Code Division Multiple Access</b>
<b>FF</b>	<b>Fast Fading</b>
<b>i.i.d</b>	<b>independent and identically distributed</b>
<b>H-BLAST</b>	<b>Horizontal Bell laboratories Layered Space Time</b>
<b>HE- LST</b>	<b>Horizontal Encoding - Layered Space Time</b>
<b>LAST</b>	<b>Layered Space Time</b>
<b>LLR</b>	<b>Log Likelihood Ratio</b>
<b>MIMO</b>	<b>Multiple-Input Multiple-Output</b>
<b>ML</b>	<b>Maximum Likelihood</b>
<b>MMSE</b>	<b>Minimum Mean Square Error</b>
<b>NSC</b>	<b>Non Systematic Code</b>
<b>OFDM</b>	<b>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</b>
<b>OSIC</b>	<b>Ordered Successive Interference Cancellation</b>
<b>PSK</b>	<b>Phase-Shift Keying</b>
<b>QAM</b>	<b>Quadrature Amplitude Modulation</b>
<b>QPSK</b>	<b>Quadrature Phase-Shift Keying</b>
<b>RSC</b>	<b>Recursive Systematic Code</b>
<b>SIC</b>	<b>Successive Interference Cancellation</b>
<b>SISO</b>	<b>Single Input Single Output</b>
<b>SNR</b>	<b>Signal-to-Noise Ratio</b>
<b>S/P</b>	<b>Serial to Parallel</b>
<b>ST</b>	<b>Space Time</b>
<b>ST-BICM</b>	<b>Space Time Bit-Interleaved Coded Modulation</b>
<b>TCM</b>	<b>Trellis Coded Modulation</b>

<b>TEB</b>	<b>Taux d'Erreur Binaire</b>
<b>UWB</b>	<b>Ultra Wide Band</b>
<b>VE-LST</b>	<b>Vertical Encoding - Layered Space Time</b>
<b>V-BLAST</b>	<b>Vertical Bell laboratories Layered Space Time</b>
<b>WST</b>	<b>Wrapped Space Time</b>
<b>ZF</b>	<b>Zero Forcing</b>

## NOTATIONS

$N_t$	Nombre d'antennes d'émission
$N_r$	Nombre d'antennes de réception
$\mathbf{H}$	Matrice de canal MIMO de taille $N_r \times N_t$
$\mathbf{y}$	Vecteur de symboles reçus de taille $N_r$
$\mathbf{s}$	Vecteur de symboles émis de taille $N_t$
$\mathbf{B}$	Vecteur de bruit gaussien additif de taille $N_r$
$C$	Capacité du canal de transmission
$\rho$	Rapport signal à bruit
$h$	Coefficient complexe représentant l'évanouissement du canal
$\sigma^2$	Variance du bruit
$\mathbf{H}^*$	Matrice conjuguée de canal
$\hat{\mathbf{s}}$	Vecteur des symboles décodés de taille $N_t$
$S$	Matrice espace-temps
$T_s$	Période symbole
$T$	Dimension temporelle du mot de code ST reflétant plusieurs périodes symboles
$\pi$	Matrice d'entrelacement
$\pi^{-1}$	Matrice de désentrelacement
$M$	Ordre de modulation
$d_H$	Distance minimale de Hamming
$\mu$	Constellation (mapping)
$\Omega$	Sous ensemble de signaux complexes
$p$	Densité de probabilité
$d_t$	Bit de l'entrée du codeur à l'instant $t$
$c_t^{(i)}$	Bit $i$ de la sortie du codeur à l'instant $t$
$R_c$	Rendement du code convolutif
$\delta_{mm}$	Symbole de Kronecker

$\psi_j$	Forme d'onde d'Hermite d'ordre $j$
$\phi_j$	Forme d'onde d'Hermite d'ordre $j$ normalisée
$T_n$	Facteur de normalisation
$T_b$	Période de bit
$D_b$	Débit binaire
$(\cdot)^T$	Opérateur transposition

## Introduction Générale

Les télécommunications sans fils ont connu ces derniers temps de nombreux changements et la recherche dans ce domaine est en pleine expansion. Le développement de nouveaux systèmes a pour objectif d'améliorer la qualité de transmission pour la voix et les données (qualité de service), accroître le débit (les services), minimiser le coût des équipements grâce à des traitements algorithmiques de plus en plus puissants, et enfin maximiser le nombre d'utilisateurs qui peuvent recevoir ou transmettre des données en même temps. Dans ce contexte, les systèmes de transmission de type MIMO (Multiple Input Multiple Output), comportant plusieurs antennes à l'émission et à la réception, sont considérés comme étant des techniques inévitables. D'une part, l'efficacité spectrale potentielle d'un tel système est bien plus élevée que celle d'un système mono-antenne (en anglais SISO : Single Input Single Output). En effet, la capacité d'un système MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes utilisé. D'autre part, grâce à une meilleure exploitation de la diversité, ce système est plus robuste aux évanouissements du canal de transmission améliorant ainsi la qualité de la transmission.

Les premiers travaux concernant l'utilisation d'antennes multiples ont commencé avec l'étude des techniques de diversité sur les canaux à évanouissements. Sur ces canaux, des erreurs de transmission sont obtenues lorsque le signal subit les évanouissements du canal de transmission. L'une des premières méthodes employées afin de combattre les évanouissements du canal est la diversité spatiale. Ces systèmes sont constitués d'une seule antenne en émission et de  $N_r$  antennes en réception. En recombinaison des signaux résultant de ces  $N_r$  canaux, il est alors possible d'accroître la robustesse du système. Ces systèmes ont été baptisés systèmes multi-capteurs puis systèmes SIMO (Single Input Multiple Output). En 1998, Alamouti proposa une technique très simple de diversité de transmission dont les performances sont équivalentes à celles de systèmes avec diversité spatiale de réception [1]. Basée sur un codage en bloc de données, cette technique sera baptisée codage spatio-temporel en bloc (Space Time Block Coding, STBC). A la suite de ces travaux, des chercheurs ont proposé de nombreux schémas de STBC permettant de combiner la diversité spatiale à l'émission et à la réception pour différentes configurations d'antennes. Cependant, une approche intéressante avait été écartée. En effet, le concept de diversité spatiale d'émission consiste à transmettre la même information, codée différemment, sur chaque antenne d'émission. Le débit obtenu est donc équivalent au débit d'un système mono-antenne.



Néanmoins, il est possible de transmettre des flux différents sur chaque antenne, simultanément, dans la même bande de fréquence et sans augmentation de la puissance. On parle alors de multiplexage spatial jusqu'à très récemment, un compromis devait être réalisé entre multiplexage spatial et diversité spatiale d'émission. Ainsi, les techniques appliquées aux transmissions MIMO ne permettaient pas d'obtenir simultanément le niveau maximal en débit et en portée. Cependant, une technique étudiée dans [2], montre qu'il est possible de combiner les deux avantages. Elle repose sur deux principes : l'association d'un précodage linéaire et du multiplexage spatial à l'émission et le principe Turbo à la réception. Cette technique est basée sur l'utilisation d'un système MIMO à multiplexage spatial de type ST-BICM (Space Time Bit Interleaved Coded Modulation) associé à un précodage linéaire. Le système ST-BICM à précodage linéaire est capable d'augmenter le débit de la transmission tout en exploitant la diversité spatiale d'émission. Cependant, l'exploitation de la diversité du canal MIMO implique l'utilisation de récepteurs performants. Afin de s'approcher des performances optimales, le principe Turbo, initialement proposé dans le contexte des codes correcteurs d'erreurs, a été appliqué avec succès aux transmissions MIMO. L'invention des turbocodes, par Claude Berrou, au début des années 90 [3], fut une rupture dans le domaine des codes correcteurs d'erreurs. Cette découverte a donné naissance à un nouveau principe : le principe Turbo ou autrement dit le principe de traitement itératif. Ce principe a été repris dans plusieurs systèmes de transmission numérique démontrant des gains impressionnants en termes de performance par rapport aux systèmes traditionnels. La première extension des turbocodes fut baptisée la turbo-égalisation [4]. Cette technique permet d'éliminer l'interférence entre symboles dans un contexte de transmission sur canaux multi-trajets. Il s'agit d'effectuer un échange d'informations entre un décodeur de canal et un égaliseur (ou détecteur) avec information à priori dans le but d'améliorer la fiabilité de l'information au fil des itérations. Plus tard, le principe itératif a été étendu aux systèmes CDMA (Code Division Multiple Access) pour traiter les interférences entre utilisateurs [5]. Dans le cadre des systèmes MIMO, la structure de turbo-égalisation a été utilisée pour traiter les interférences entre antennes [6]. Au sein du département de Télécom Bretagne, Jérôme Le Masson a validé l'apport du principe Turbo au niveau du récepteur MIMO sur des canaux de transmission théoriques [2]. Bien que l'application du principe Turbo dans le cadre de systèmes MIMO ouvre de nouvelles perspectives de recherche, la démonstration de la faisabilité matérielle de tels systèmes est nécessaire à leur valorisation scientifique et technique. Depuis les premiers travaux sur la technologie MIMO en 1996 [7], la recherche s'est beaucoup focalisée sur l'aspect théorique du problème. De nombreux travaux ont notamment porté sur l'établissement des performances

théoriques de tels systèmes et sur la proposition d'ensembles émetteur/récepteur permettant de tirer bénéfice, en partie, du potentiel MIMO.

Malgré le développement technologique des systèmes de transmission radio, la demande en termes de débit n'a cessé d'augmenter ainsi qu'une bande de fréquences limitée crée une rareté au niveau des fréquences disponibles pour ce genre de communications. C'est l'une des raisons derrière la motivation croissante pour la recherche dans ce domaine. Il s'agit dans le cadre de cette étude d'examiner l'apport des nouvelles formes d'ondes et en particulier les formes d'ondes d'Hermite dans le codage espace-temps des systèmes MIMO.

Nos contributions dans ce rapport de thèse se divisent en deux parties : la première porte sur l'utilisation des formes d'onde orthogonales d'Hermite dans une architecture MIMO similaire à celle du système MIMO-OFDM. L'idée est de substituer aux symboles OFDM des symboles formés par des fonctions d'Hermite normalisées tout en gardant la même structure MIMO. Alors que la deuxième partie est consacrée à la comparaison entre ce nouveau système et les systèmes MIMO utilisant la modulation OFDM.

## **Plan de travail**

Cette thèse est répartie en quatre chapitres.

Le premier englobe les notions de base nécessaires pour aborder les autres chapitres du manuscrit. Nous décrivons les caractéristiques et les notions associées à un canal radio mobile, puis nous définissons un modèle du système MIMO. Les techniques de transmission MIMO à l'émission et à la réception. Dans le cadre de ce travail, On peut souligner que le canal utilisé ici est un modèle qui reste constant durant la transmission d'une trame de donnée et que les atténuations sont parfaitement connues du récepteur.

Le deuxième chapitre porte sur l'association du technique BICM au système MIMO. Dans un premier temps, Nous présentons le schéma du système BICM et les fonctions essentielles dans une structure SISO. Dans un second temps, nous abordons l'extension de cette technique au Système MIMO en décrivant les différentes manières d'implémentation utilisées en émission et en réception.

Le troisième chapitre étudie les formes d'ondes orthogonales qui sont développés à partir des polynômes d'Hermite. Elles font une pièce maîtresse de ce manuscrit. Elles sont utilisées pour construire des codes spatio-temporels en blocs orthogonaux. Donc, La dérivation des formes d'onde d'Hermite ainsi que l'optimisation de la largeur de bande disponible et son implémentation dans un système de transmission sont étudiées dans ce chapitre.

Le quatrième chapitre propose un système MIMO basé sur l'utilisation des formes d'ondes normalisées d'Hermite (Impulsions) en bande de base. Dans ce système, la technique BICM (Bit Interleaved Coded Modulation) est intégrée pour améliorer, beaucoup plus, les performances du système. Dans ce chapitre, on examine l'apport de ces formes d'ondes sur les performances du système MIMO. Des simulations en fonctions de plusieurs paramètres à savoir : le canal, le mapping, la modulation et le type du codeur sont réalisées. A la fin de ce chapitre, une comparaison est présentée entre ce système et le système MIMO-OFDM.

Enfin, une conclusion est donnée ainsi que quelques perspectives sur ce travail.

# Chapitre 1

## Les systèmes MIMO

## 1.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de poser le cadre de notre travail et les notions de base qui serviront à la bonne compréhension de l'ensemble de cette thèse. Au départ, nous présentons le canal radio-mobile SISO et les différentes caractéristiques qui lui sont associées. Ensuite, Nous définissons un modèle du système multi-antennes. Enfin, les différentes techniques de transmission MIMO sont présentées.

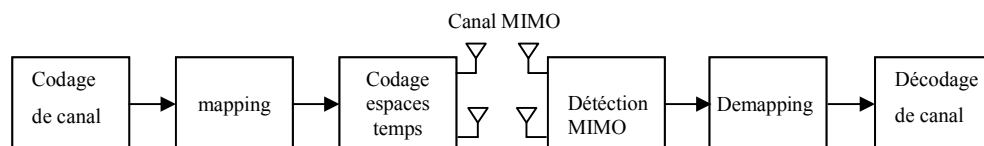
Le but d'une chaîne de transmission numérique est de véhiculer, en bande de base l'information entre un émetteur et un récepteur à travers un canal de transmission. La figure 1.1 propose un schéma bloc d'une chaîne de transmission MIMO avec deux antennes à l'émission et deux antennes à la réception en bande de base. Nous nous intéressons aux systèmes MIMO nécessitant uniquement la connaissance du canal à la réception. Sous cette hypothèse, le système MIMO 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 (mapping) et de codage espace-temps. Quant au récepteur, il comprend les fonctions symétriques. Avant de définir ce qu'est un canal multi-antennes, nous allons tout d'abord aborder le canal SISO.

## 1.2 Modèle de canal radio mobile SISO

Un canal de transmission est le support physique permettant le transport du signal de l'émetteur jusqu'au récepteur. Ce signal transmis subit des atténuations lors de son passage à travers le canal, ces atténuations réfèrent au caractère aléatoire des évanouissements. En tenant compte du bruit blanc additif gaussien, le signal reçu est exprimé par :

$$y(t) = h(t)s(t) + B(t) \quad (1.1)$$

Où  $h(t)$  représente l'atténuation de Rayleigh et  $B(t)$  le bruit blanc additif gaussien.



*Figure 1.1 — Chaîne de transmission MIMO*

L'expression (1.1) modélise le canal radio-mobile SISO, qui est aussi caractérisé par les perturbations précédemment citées. Dans le cadre de notre étude, nous considérons que les évanouissements suivent une loi de Rayleigh où chaque coefficient du canal est un complexe gaussien de moyenne nulle et de variance 1, indépendant et identiquement distribué (i.i.d). Il existe trois types de canaux qui sont étudiés dans les systèmes MIMO, ils sont classés selon la nature de l'évanouissement [8, 9, 10].

- Le canal ergodique ou canal FF (Fast Fading Channel) : c'est un canal à évanouissement rapide et sa réalisation est vue à chaque temps symbole.
- Le canal quasi-statique (Quasi-static fading Channel) : reste constant durant la transmission d'une trame ou d'un mot de code.
- Le canal à évanouissement par blocs (Block-fading Channel) : reste constant durant la transmission d'un certain nombre de trames. Le canal quasi-statique est un cas particulier de ce type de canal.

Au canal de transmission s'ajoute le bruit gaussien (AWGN) de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$ . Le canal de transmission utilisé dans notre étude, sera un canal quasi-statique. En outre, il sera supposé parfaitement connu par le récepteur.

### 1.3 Notion de diversité

Il est clair qu'un signal transmis via un canal radio-mobile est fortement affecté par des évanouissements et des interférences dues aux multi-trajets et aux obstacles. Pour pallier ce problème, il serait intéressant de récupérer à la réception diverses répliques du signal affectées par des évanouissements indépendants. Cette propriété correspond à la notion de diversité. Elle consiste à envoyer sur plusieurs voies indépendantes le même signal pour pouvoir combattre les évanouissements. L'ordre de diversité est égal au nombre de voies indépendantes à la réception. On peut distinguer Plusieurs types de diversité:

**Diversité temporelle** : Cette technique est utilisée sur un canal à évanouissement rapide. Elle consiste à émettre plusieurs répliques du même signal dans des instants différents séparés d'au moins le temps de cohérence du canal afin d'assurer une bonne décorrélation des signaux. Ce type de diversité est intéressant pour les canaux ergodiques.

**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. Un récepteur en râteau (Rake) permet de décorréler les différents trajets qui sont affectés de coefficients de canal différents. Cette

technique est utilisée dans les systèmes DS-CDMA (Direct séquence Code Division Multiples Access).

**Diversité fréquentielle** : c'est l'envoi du même signal sur des fréquences différentes. Les fréquences sont séparées d'au moins la bande de cohérence du canal. Ce type de diversité peut être obtenu lorsque le canal est sélectif en fréquence. Elle est utilisée dans les systèmes OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

**Diversité spatiale** : Elle consiste à émettre ou recevoir l'information sur plusieurs antennes distantes d'au moins la distance de cohérence du canal (distance minimale pour obtenir des évanouissements indépendants) garantissant la décorrélation du canal. Cette distance de cohérence dépend du type et de l'emplacement de l'antenne considérée [11,12]. La diversité spatiale existe à l'émission et à la réception, mais elle n'y joue pas tout à fait le même rôle. En effet la diversité spatiale à l'émission, aussi appelée diversité de transmission, diffère selon que l'émetteur connaisse ou non le canal. Si l'émetteur connaît le canal il peut en profiter pour optimiser la transmission, sinon il utilisera plutôt un code espace-temps [9]. La diversité spatiale à la réception, c'est la réception du même signal sur plusieurs antennes distantes d'au moins dix fois la longueur d'onde [8].

Pour exploiter ce genre de diversité en émission et/ou en réception. L'opération exige l'utilisation du codage sur plusieurs niveaux. Cependant, il est possible de distinguer deux grandes catégories:

- Le codage du canal consiste à introduire de la redondance ou de la corrélation dans le message binaire à transmettre dans le but de détecter et/ou corriger les erreurs de transmission au niveau du récepteur.
- Le codage spatio-temporel permet d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis de telle façon que les signaux reçus soient bien décodés.

Ces techniques sont abordées largement dans la littérature concernant les systèmes MIMO que nous allons présenter par la suite.

#### 1.4 Les systèmes MIMO

Le principe du système MIMO consiste à exploiter la diversité spatiale et la diversité temporelle, en bénéficiant des traitements spatio-temporels associés. Cette combinaison offre une augmentation considérable de l'efficacité spectrale et un gain en diversité [15,16]. Lors de la conception des ces systèmes MIMO, il est impératif de construire un modèle mathématique qui reflète les principales caractéristiques du canal afin d'aborder les techniques d'émission et de réception du système.

### 1.4.1 Modèle du système MIMO

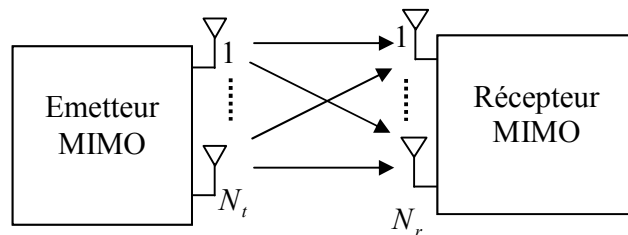
Nous considérons un modèle mono-utilisateur dans un canal non sélectif en fréquence, composé de  $N_t$  antennes d'émission et  $N_r$  antennes de réception comme illustre la figure 1.2. Le signal reçu par l'antenne  $i$  s'écrit:

$$y_i = \sum_{j=1}^{N_t} h_{ji} s_j + B_i \quad (1.2)$$

Où  $h_{ji}$  un coefficient complexe représentant la fonction de transfert qui caractérise le trajet entre l'antenne émettrice  $j$  et l'antenne réceptrice  $i$  et  $B_i$  est un bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle.

Le canal de transmission est défini par la matrice de canal MIMO  $\mathbf{H}$  de taille  $N_r \times N_t$  :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11} & \dots & \mathbf{h}_{1N_t} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{h}_{Nr1} & \dots & \mathbf{h}_{NrN_t} \end{bmatrix}$$



**Figure 1.2** : Système MIMO

Pour les  $N_r$  antennes réceptrices, le vecteur reçu  $\mathbf{y}$  peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{B} \quad (1.3)$$

Tel que :

$$\mathbf{y} = [y_1 \dots y_{N_r}]^T$$

$$\mathbf{s} = [s_1 \dots s_{N_t}]^T$$

$$\mathbf{B} = [B_1 \dots B_{N_r}]^T$$

Où  $\mathbf{y}$  et  $\mathbf{s}$  représentent respectivement les vecteurs des symboles reçus et transmis, et  $\mathbf{B}$  représente le vecteur de bruit blanc gaussien. Nous supposons aussi que le canal reste constant



durant la transmission d'une trame de données et que le récepteur connaît parfaitement la matrice de canal  $\mathbf{H}$ . Cette connaissance peut s'obtenir soit par des symboles d'apprentissage soit par estimation aveugle du canal.

Le canal radio joue un rôle capital dans l'analyse des performances des systèmes MIMO et l'évaluation de ces performances requière un outil de mesure spécifique. Plusieurs travaux [16,17] ont considéré la capacité comme un outil de mesure afin de mettre en évidence l'intérêt d'un canal MIMO. Dans le paragraphe suivant, nous donnons un bref aperçu sur la capacité des systèmes MIMO.

#### 1.4.2 Capacité d'un canal MIMO

La notion de la capacité du canal est liée au vaste champ de la théorie d'information qui a commencé après les travaux publiés par Shannon [19], les années 40. Elle consiste à mesurer la quantité d'information maximale pouvant être transmise à travers un canal. Ces travaux sont ensuite complétés par Telatar [20] et Foschini & al [16,20], dans les années 90, ces deux derniers ont démontré que la capacité du canal MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes.

Nous considérons un canal MIMO non sélectif en fréquence, connu parfaitement par le récepteur et dont les coefficients sont indépendants et identiquement distribués. Avant de définir la capacité de ce canal MIMO, nous rappelons que la capacité instantanée d'un canal SISO non sélectif en fréquence s'écrit [16] :

$$C = \log_2(1 + \rho|h|) \quad \text{bps/Hz} \quad (1.4)$$

Où  $\rho$  est le rapport signal à bruit et  $h$  représente l'évanouissement complexe du canal.

Pour un canal MIMO, l'expression de la capacité, après avoir décomposé la matrice du canal en valeurs propres est alors [16,20] :

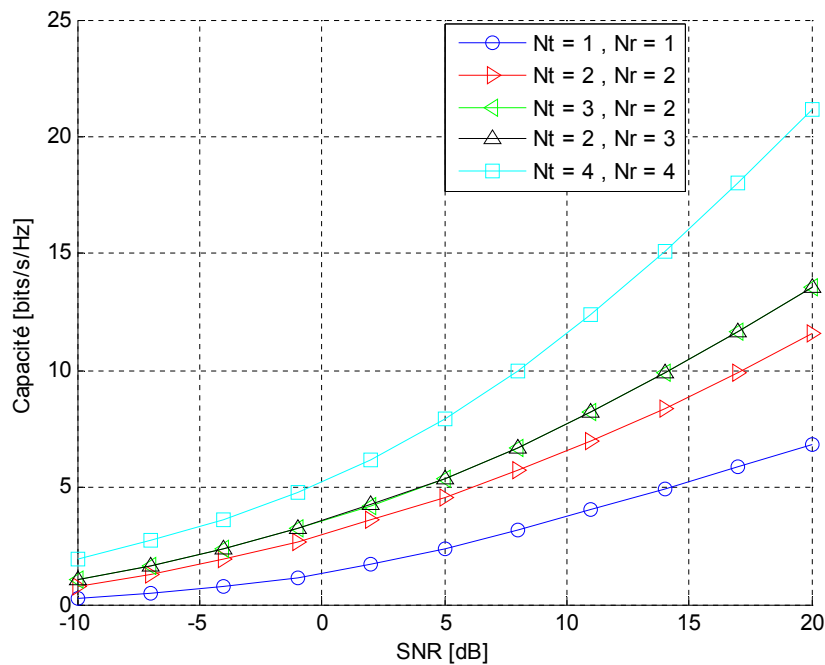
$$C = \log_2 \left( \det \left[ \mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^* \right] \right) \quad \text{bps/Hz.} \quad (1.5)$$

Où  $\rho$  rapport signal sur bruit moyen sur chaque antenne de réception.

En particulier lorsque  $N_t$  et  $N_r$  sont grands, l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croit proportionnellement à  $N_r$  [9]:

$$E [C] \approx N_r \log_2(1 + \rho) \quad \text{bps/Hz.} \quad (1.6)$$

La figure (1.3) illustre l'évolution de la capacité en fonction du SNR pour les systèmes SISO, MIMO( $N_t, N_r$ ). Il est à constater que les systèmes MIMO (3,2) et MIMO (2, 3) ont la même capacité.



*Figure.1.3 : L'évolution de la capacité avec l'augmentation du nombre d'antenne.*

### Gain en diversité

Le gain de diversité est défini par le produit du nombre d'antenne à l'émission avec le nombre d'antenne à la réception ( $N_t \times N_r$ ). Ce gain de diversité permet de combattre les évanouissements et ainsi, de fournir au récepteur plusieurs versions du même signal par des transmetteurs indépendants, donc avec atténuations indépendantes. Le développement mathématique complet vous est épargné, mais on sait que plus l'ordre de diversité augmente, plus le taux d'erreurs sera à la baisse avec l'élévation du SNR.

## Gain en multiplexage

Les canaux MIMO bénéficient d'un gain de multiplexage spatial par rapport au canal SISO, grâce au nombre de sous-canaux indépendants égal à  $\min(N_t, N_r)$ , permettant de transmettre de l'information différente sur chacun. Le gain de multiplexage spatial se traduit par une augmentation du débit d'information grâce aux sous-canaux disponibles pour le multiplexage d'information.

Afin d'exploiter le gain de diversité et celui du multiplexage, plusieurs techniques MIMO en émission et en réception ont été utilisées dans la littérature. Dans le cadre de notre travail, nous nous focalisons plus particulièrement sur le codage espaces- temps et dans le cas où le canal est connu parfaitement par le récepteur.

### 1.5 Technique d'émission MIMO

Les systèmes MIMO visent essentiellement à augmenter le débit en exploitant la diversité d'émission apportée par l'aspect multi antenne. Pour atteindre cet objectif, un codage espace temps doit être mis en oeuvre. Ce dernier consiste à créer de la redondance ou de la corrélation entre symboles transmis sur les dimensions spatiale et temporelle.

Le codage spatio-temporel est caractérisé par son rendement, son ordre de diversité et son gain en codage. Le rendement du code espace-temps représente le rapport entre le nombre de symboles émis et le nombre de périodes symboles correspondants. L'ordre de diversité est égal au nombre de voies indépendantes à la réception. Enfin, le gain de codage correspond au gain apporté par le système codé, en termes de performance, par rapport au système non-codé. Un code espace-temps est dit à rendement plein lorsque son rendement est égal au nombre d'antennes à l'émission. Un code espace-temps est dit à diversité maximale lorsqu'il est capable d'exploiter une diversité égale à  $N_t \cdot N_r$ , avec  $N_r$  le nombre d'antennes à la réception.

Dans cette thèse, le canal est connu parfaitement par le récepteur. Nous présentons plus particulièrement les classes qui constituent le codage espace temps en bloc. Le codeur espace-temps consiste à générer, à partir des symboles d'informations, un mapping ou un mot de code  $\mathbf{s}$ , qui est une matrice de dimension  $N_t \times T$ , où  $T$  est la dimension temporelle du code reflétant un multiple de période symboles et  $N_t$  sa dimension spatiale représentant le nombre d'antennes

émettrices. Dans le cas où  $T=1$ , les mots de code ne sont alors que des vecteurs colonnes et la transmission est dite non-codée.

A la réception, le signal reçu par chaque antenne est modélisé par la somme des signaux émis, affectés d'un coefficient du canal, et par un bruit additif gaussien. Le mot de code reçu est représenté la forme matricielle suivante :

$$\mathbf{y}_{N_r \times T} = \mathbf{H}_{N_r \times N_t} \mathbf{s}_{N_t \times T} + \mathbf{B}_{N_r \times T} \quad (1.7)$$

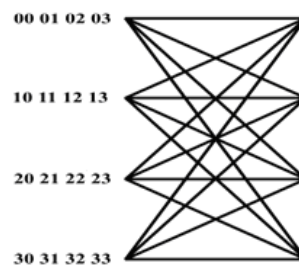
Où  $\mathbf{H}$  est la matrice du canal et  $\mathbf{B}$  est le bruit blanc additif gaussien.

## 1.6 Les codes espace- temps

L'intérêt des systèmes de transmission MIMO utilisant le codage espace-temps a été mis en évidence suite aux études élaborées sur leur capacité, comme mentionné précédemment, et leur probabilité d'erreur par mot de code. Plusieurs codes ont été proposés depuis 1998. On distingue deux grandes classes de codes spatio-temporels (ST): les codes ST en treillis et les codes ST en blocs. Dans ce travail de thèse, nous nous intéressons à la deuxième classe de codes ST (codes ST en blocs).

### 1.6.1 Les codes ST en treillis

Ce type de codage d'information a été présenté, pour la première fois, par Tarokh et al. Il se fait via un diagramme d'état et le moyen convenable à cette technique est le diagramme en treillis. La figure (2.1) montre un exemple de treillis à deux antennes et quatre états avec une constellation QPSK.



*Figure 1.4 : code en treillis à 4 états.*

Si on prend l'exemple de ce système à deux antennes d'émission et on veut transmettre une séquence de bits  $\{0,0,1,0,0,1,1,0,1\}$  correspondants aux symboles QPSK  $\{0, 2, 1, 3, 1\}$ , il faut

alors transmettre le mot de code suivant :

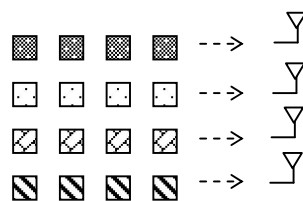
$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 & 1 & 3 \\ 0 & 2 & 1 & 3 & 1 \end{bmatrix}$$

Le décodage d'un code en treillis est basé sur l'utilisation de l'algorithme de Viterbi. Cet algorithme consiste à minimiser la métrique additive sur tous les chemins du treillis. La complexité de cet algorithme croît exponentiellement en fonction du nombre d'états du codeur ce qui rend le codage en treillis moins utilisé.

### 1.6.2 Les codes ST en couches

Dans [7], après avoir étudié la capacité des systèmes MIMO aux Bell Labs, Foschini a proposé un nouveau codage ST structuré en couches baptisé LAST<sup>1</sup>, exploitant le multiplexage spatio-temporel dans un système multi-antenne. La trame binaire à transmettre est divisée en plusieurs sous-trames. Les sous-trames formant les couches du code qui seront ensuite transmises sur les différentes antennes selon une répartition Horizontale, diagonale ou verticale.

**H-BLAST** : Chaque sous-trame d'information est transmise indépendamment par une antenne émettrice. Ce type de codage permet d'exploiter seulement la diversité temporelle à l'émission lorsque les sous-trames sont indépendantes.

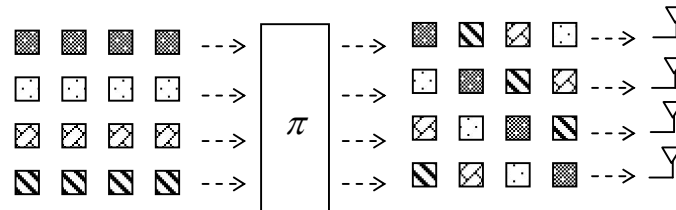


**Figure 1.5** : Structure H-BLAST

**D-BLAST** : Le codage D-BLAST a été conçu pour un système symétrique ( $N_t = N_r$ ). Chaque sous-trame d'information est répartie sur une diagonale espace-temps grâce à un entrelaceur espace-temps. Ainsi, chaque sous-trame subit tous les évanouissements du canal MIMO.

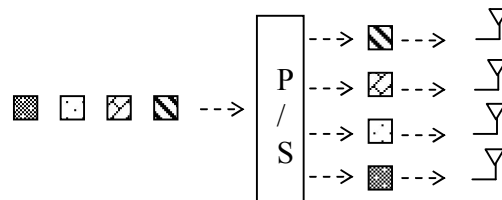
<sup>1</sup> Layered Space Time

L'avantage de ce système est qu'il exploite à la fois la diversité spatiale et temporelle. Le décodage est beaucoup plus compliqué et D-BLAST n'est donc pas utilisé.



**Figure 1.6 :** Structure D-BLAST

**V-LAST :** Chaque symbole de la trame est transmis par une des antennes émettrices (Figure 1.7). Ainsi, ce codeur comme le codeur D-BLAST permet d'exploiter la diversité spatiale et/ou temporelle à l'émission, mais il est de complexité plus faible. Le décodage peut se faire par un égaliseur à retour de décision adapté à la structure des systèmes MIMO, connu aussi dans la littérature comme par égaliseur par annulation successive d'interférence SIC (Successive Interference Cancellation).



**Figure 1.7 :** Structure V-BLAST

### Les codes WST

Les codes ST Wrapped<sup>1</sup> ont été proposés, dans [21], ils sont caractérisés par des couches de grande longueur. Cette technique utilise un unique codage binaire pour tous les bits d'information et la longueur du mot dépend de la longueur du codage binaire. Cette construction englobe les codes ST en treillis, les codes D-BLAST et V-BLAST. Le code WST peut être décodé par l'algorithme OSIC<sup>2</sup>.

<sup>1</sup> : enveloppé

<sup>2</sup> : Ordered Successive Interference Cancellation

### 1.6.3 Codes ST orthogonaux

Les codes ST orthogonaux sont des codes ST en blocs dont tous les mots de codes sont des matrices orthogonales. Cette orthogonalité est une contrainte très forte qui va faciliter le décodage, mais qui va aussi empêcher l'augmentation du nombre de degrés de liberté.

Plusieurs constructions de codes ST en blocs existent dans la littérature, dont quelques unes sont des généralisations d'autres.

Le premier code ST, le fameux code d'Alamouti [1], a trouvé un grand succès grâce à ses propriétés : rendement 1 symbole/uc, diversité pleine et capacité maximale atteinte, pour  $N_t = 2$  et  $N_r = 1$ . Un autre avantage du code d'Alamouti est son décodage linéaire qui est une conséquence de sa structure orthogonale (les colonnes de la matrice mot de code sont orthogonales). Toutes les bonnes propriétés du code d'Alamouti ont été un facteur motivant pour sa généralisation pour des dimensions plus élevées. Malheureusement, ces constructions ont été pénalisées par leurs rendements strictement inférieurs à 1 symbole/uc.

#### 1.6.3.1 Le code d'Alamouti

Le code ST, construit par Alamouti pour deux antennes d'émission et une antenne de réception, est optimal. Il regroupe les symboles à transmettre (PSK ou QAM) par paires et les place dans le mot de code carré ( $T = N_t = 2$ ). Alamouti a proposé deux systèmes de transmissions : le premier doté de diversité de deux antennes à l'émission et une seule antenne à la réception et le second se diffère au premier par l'utilisation de deux antennes réceptrices. Dans les deux cas, la technique d'Alamouti se résume en trois fonctions : codage de la séquence d'information à émettre, schème de combinaison des signaux reçus de telle manière à faciliter la détection des symboles transmis et la règle de décision basée sur le critère de maximum de vraisemblance.

Le mot de code formé par l'émetteur, durant deux périodes symboles, dans les deux systèmes de transmissions, s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Où les lignes et les colonnes représentent respectivement le nombre des antennes d'émission et le nombre des périodes symboles.

**Schéma de combinaison au récepteur :**Cas d'une antenne de réception

L'antenne de réception capte donc successivement et sur deux périodes symboles les signaux :

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2 + B_1. \\ y_2 &= -h_1 \cdot s_2^* + h_2 \cdot s_1^* + B_2. \end{aligned} \quad (1.9)$$

Où  $h_1$  et  $h_2$  sont les coefficients d'évanouissements entre les antennes d'émission et l'antenne de réception,  $B_1$  et  $B_2$  représentant les bruits additifs.

Le mot de code reçu s'écrit :

$$y = \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \end{bmatrix}. \quad (1.10)$$

En remarquant que

$$y_2^* = h_2^* \cdot s_1 - h_1^* \cdot s_2 + B_2^*$$

Nous pouvons introduire le nouveau mot de code en réception  $y'$  qui fait intervenir  $\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}$

$$y' = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2^* \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

La transmission étant cohérente,  $h_1$  et  $h_2$  sont connus du récepteur et nous pouvons facilement construire

$$\begin{aligned} \hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \cdot y' \\ &= \left( |h_1|^2 + |h_2|^2 \right) \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (1.12)$$

Cas de deux antennes à la réception

En suivant la même démarche et en considérant  $h_1, h_2, h_3$  et  $h_4$  comme étant les coefficients de canal. Les signaux reçus sont exprimés par :

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2 + B_1 \\ y_2 &= -h_1 \cdot s_2^* + h_2 \cdot s_1^* + B_2 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
y_3 &= h_3 \cdot s_1 + h_4 \cdot s_2 + B_3 \\
y_4 &= -h_3 \cdot s_2^* + h_4 \cdot s_1^* + B_4
\end{aligned} \tag{1.13}$$

Où  $B_1, B_2, B_3, B_4$  représentent les bruits additifs Gaussiens.

Ces équations peuvent être réécrites sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} y_1 & y_2 \\ y_3 & y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_3 & h_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \\ B_3 & B_4 \end{bmatrix} \tag{1.14}$$

En procédant de la même façon que précédemment, on obtient :

$$\begin{aligned}
\hat{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)s_1 + h_1^*B_1 + h_2B_2^* + h_3^*B_3 + h_4B_4^* \\
\hat{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)s_2 - h_1B_2^* + h_2^*B_1 - h_3B_4^* + h_4^*B_3
\end{aligned} \tag{1.15}$$

Comme les coefficients  $h_i$  ( $i=1,\dots,4$ ) sont décorrélés, les bruits additifs  $B_i$  restent décorrélés. La constellation des symboles  $s$  n'a subi qu'une dilatation de  $\sum_{i=1}^4 |h_i|^2$  et le détecteur de maximum de vraisemblance (MV) est donc un simple détecteur à seuil. Lorsque le récepteur possède plusieurs antennes, il suffit de faire un MRC (Maximum Ratio Combiner) en calculant la moyenne des  $\hat{s}_j$  calculés sur chaque antenne réceptrice  $j = 1 \dots N_r$ .

Avec une seule antenne de réception, le code d'Alamouti est optimal : il atteint la diversité maximale  $N_t \times N_r = 2$  ainsi que le gain de multiplexage maximal  $K = \min(N_t, N_r) = 1$  symbole par utilisation canal (*uc*).

Par contre, lorsque  $N_r > 1$ , si la diversité maximale  $N_t \times N_r = 2N_r$  est toujours atteinte, le rendement reste bloqué à 1 symbole par utilisation canal comme dans le cas d'une transmission SISO.

Bien qu'il ne permet pas d'augmenter le débit, le code d'Alamouti est utilisé sur de nombreux systèmes radio-mobiles comme l'UMTS, la norme WiMax IEEE 802.16 ou encore le projet de norme MIMO pour le Wifi IEEE 802.11n.

### 1.6.3.2 Codes orthogonaux de grande dimension

Des codes orthogonaux ont été proposés pour un nombre d'antenne  $N_t > 2$ , en généralisant le code d'Alamouti (voir ANNEXE A). Tarokh et al [15] ont construit des codes orthogonaux réels à diversité maximale pour n'importe quel nombre d'antenne. Leur rendement est 1 symbole par utilisation canal, ce qui en complexe ne donne qu'un rendement de 1/2 symbole par utilisation canal. Tarokh et al ont aussi montré qu'il est possible de transmettre  $K$  symbole d'information dans un mot de code ST orthogonal carré de taille  $N_t \times T = 2^{K-1} \times 2^{K-1}$ . Le rendement du code est alors  $\frac{K}{2^{K-1}}$ . Par exemple le code orthogonal 4x4 proposé par Tirkkonen et Hittonen dans [22], s'écrit :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & -s_3^* & 0 \\ s_2 & s_1^* & 0 & s_3^* \\ s_3 & 0 & s_1^* & -s_2^* \\ 0 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix}. \quad (1.16)$$

Les codes ST orthogonaux, bien qu'étant facile à utiliser et à diversité maximale, ne sont pas intéressants en raison leurs faibles rendements (inférieur ou égale à 1 symbole par utilisation canal), alors que l'étude de la capacité nous permet d'espérer à un rendement plein de  $N_t$  symbole. Nous devons donc nous affranchir de la contrainte d'orthogonalité qui assurait pourtant un décodage remarquablement simple.

## 1.7 Technique de détection MIMO

La détection est l'une des fonctions principales du récepteur, elle consiste à estimer les symboles qui ont été émis. Il existe plusieurs techniques de détection MIMO, mais le choix d'une telle ou telle technique dépend, à la fois, des performances qu'elle apporte au système de transmission par rapport à une détection optimale en termes de taux d'erreurs et de la mise en oeuvre qui doit être moins complexe.

### 1.7.1 Détection ML (Maximum Likelihood)

Son principe consiste à trouver parmi tous les symboles possibles de la constellation celui qui minimise la distance euclidienne avec le symbole reçu.

$$\hat{s} = \arg \min_s \|y - \mathbf{H}s\|^2 \quad (1.17)$$

Ce type de détection apporte les meilleures performances en termes de taux d'erreur, mais il présente une complexité qui augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes et ainsi avec les constellations de grande taille, même pour un faible nombre d'antennes émettrices.

### 1.7.2 Détection par filtrage linéaire

**Détection ZF (Zero Forcing)** : La détection par forçage à zéro (ou détection ZF) est la plus simple, elle est basée sur l'inversion de la matrice du canal  $\mathbf{H}$ . Supposant que  $\mathbf{H}$  est inversible, le vecteur de symboles estimés de taille  $N_t \times 1$  est alors donné par la relation:

$$\hat{s} = \begin{cases} \mathbf{H}^{-1}y & \text{si } \mathbf{H} \text{ est carée} \\ (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* y & \text{si non} \end{cases} \quad (1.18)$$

Le seul inconvénient de cette technique est l'augmentation du niveau de bruit pour les faibles SNR ce qui perturbe fortement les performances.

### Détection MMSE (Minimum Mean Square Error)

La détection MMSE a pour objectif de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le vecteur des symboles transmis et celui des symboles estimés et prend en considération en plus l'effet du bruit additif et les interférences entre symboles. L'expression du critère est bien connue dans la littérature :

$$\hat{s} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + \frac{\sigma_B^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^* y \quad (1.19)$$

Où  $\sigma_B^2$ ,  $\sigma_s^2$  représentent respectivement la variance du bruit et la puissance moyenne de la constellation des symboles transmis. Dans le cas d'un fort rapport signal à bruit la technique MMSE converge vers celle du ZF.

### 1.7.3 Détection par annulation d'interférence

Les méthodes linéaires de détection citées précédemment présentent chacune un inconvénient majeur : alors que le critère de forçage à zéro sépare parfaitement les symboles au prix de l'augmentation du niveau de bruit sur certaines voies, la détection MMSE bien qu'elle est moins touchée par l'influence du bruit, elle n'est pas capable de supprimer toutes les interférences, le critère de maximum de vraisemblance est optimal mais il devient compliqué lorsque le nombre d'antennes augmente. Cependant d'autres techniques dites non linéaires qui s'articulent sur le principe de détection ZF ou MMSE existent. Par exemple, dans l'algorithme VBLAST proposé par [23], les symboles des antennes sont détectés successivement par une technique ZF ou MMSE puis les interférences sont supprimées en utilisant les symboles des antennes déjà détectés.

## 1.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les notions nécessaires qui contribuent à la compréhension de ce travail de thèse. Un modèle de transmission MIMO a été défini dans un contexte radio-mobile, l'hypothèse de connaissances de canal uniquement en réception est la plus réaliste et de fait la plus utilisée en pratique. A l'émission, nous nous sommes intéressé plus particulièrement au codage espace-temps en bloc orthogonaux qui est capable d'offrir un gain de diversité. Quant à la réception, l'intérêt a été accordé à la détection linéaire basée sur le critère de maximum de vraisemblance qui est optimal si la dimension spatiale est limitée. Dans le cadre de notre travail, le système MIMO dispose de deux antennes à l'émission et deux antennes à la réception.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude du codage de canal associé aux systèmes MIMO, ce codage fait intervenir la modulation codée à bit entrelacé (en anglais : BICM), qui a pour but d'améliorer les performances en termes de taux d'erreur binaire par rapport aux systèmes non codés.

## Chapitre 2

# Technique BICM associée aux systèmes MIMO

## 2.1 Introduction

L'introduction du codage de canal dans les systèmes MIMO a pour but d'améliorer l'efficacité spectrale avec des bonnes propriétés de correction des erreurs de transmission. Pour atteindre cet objectif, l'idée consiste de tirer profit des avantages apportés par le codage conjointement à ceux de la modulation à grand nombre d'états.

La technique de modulation codée en Treillis dite TCM (Trellis Coded Modulations) [26] [27] a été considérée, depuis longtemps, comme étant un bon essor pour assurer la fiabilité de communication. En effet, la modulation et le codage sont considérés simultanément.

Le développement des communications sans fils a conduit à étudier la faisabilité de cette approche, qui a été tenue sur un canal gaussien, pour les canaux à évanouissements. Mais la dégradation des performances a limité son usage.

Cette incompatibilité est due, du fait que les systèmes à base de ces modulations codées sont conçus uniquement pour l'entrelacement de symboles menant à une mauvaise performance dans le cas des canaux à Rayleigh par comparaison aux systèmes utilisant l'entrelacement de bits. De plus, l'entrelacement de bits est beaucoup plus utilisé que l'entrelacement de symboles.

Dans [28], il a été montré que l'entrelacement de bits séparant le codage et la conversion bits/symboles complexes permet d'augmenter considérablement les performances sur les canaux à évanouissement. Cette procédure est connue dans la littérature comme modulation codée à bits entrelacés (Bit-Interleaved Coded Modulation) [29]. Cette approche pragmatique de la modulation codée a été introduite par Zehavi [24], elle a pour objectif d'améliorer les performances des modulations codées en Treillis d'Ungerboeck dans les canaux à évanouissements. Une analyse détaillée de cette technique, portant sur le taux atteints et la probabilité d'erreur, a été présentée par Caire et al dans [29]. L'avantage du système BICM est qu'il traite le codage et la modulation comme des fonctions séparés.

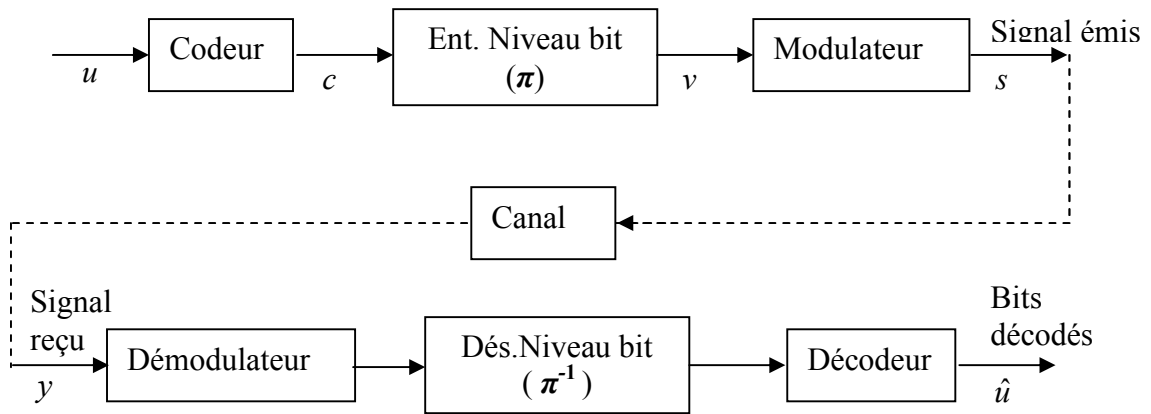
L'optimisation apportée par la technique BICM vise essentiellement à rendre l'ordre de diversité aussi grand que la distance minimale de Hamming par l'entrelacement des bits codés qui constituent le symbole. La structure des systèmes BICM est basée sur la combinaison des codes correcteurs d'erreur avec des modulations à grand nombre d'états.

La technique BICM qui a été originalement appliqué au système SISO et pour les canaux à évanouissements [24] [29], a pu, ces derniers temps, être étendue sur les systèmes MIMO [30].

Dans ce qui suit, nous allons introduire le schéma du système BICM et les fonctions essentielles qui le constituent. Ensuite, nous abordons l'extension du BICM sur les systèmes MIMO. Dans cette partie, nous présentons les différentes approches utilisées en émission et en réception pour associer la technique BICM au codage espace temps afin d'obtenir à la fois un gain de codage et gain de multiplexage. Cette structure est connue dans la littérature par l'acronyme (ST-BICM : Space Time BICM).

## 2.2 Schéma du système de BICM :

Un système BICM conventionnel est une concaténation en série d'un codeur de canal (Codeur convolutif), d'un entrelaceur de bit ( $\pi$ ) et d'un modulateur d'ordre  $M$  (ou  $M = 2^m$ , avec  $m$  est le nombre de bits par symbole), comme montre la figure (2.1).



*Figure 2.1: Modèle du système BICM*

Au départ, La séquence de bits d'information  $u$  est codée par un codeur convolutif qui génère une séquence de bits codée  $c$ . Ce codeur devrait être choisi pour être optimal dans le sens qu'il donne la plus grande distance libre de Hamming  $d_H$ . Ensuite, la séquence des bits codés est entrelacée par un entrelaceur aléatoire qui permute les bits codés du même symbole par opposition aux systèmes entrelaçant les symboles (TCM). Le but de l'entrelaceur est de casser la corrélation des évanouissements afin d'augmenter l'ordre de diversité à la distance minimale de Hamming  $d_H$  du code convolutif. Il est important de signaler que le schéma de la figure (2.1) comprend un seul entrelaceur au lieu de  $m$  entrelaceurs utilisés dans l'approche de Zehavi [24] car l'usage de  $m$  entrelaceurs limite la simplicité du schéma de BICM [29]. Enfin, les bits entrelacés sont groupés en symbole  $v = (v_1, \dots, v_m)$ , de  $m$  bits, puis affecté à un signal de la constellation. Le signal complexe transmis  $s_i = \mu(v)$ ,  $1 \leq i \leq M$ , est choisi d'un ensemble  $\Omega$  de signaux complexes

relatifs à une constellation d'ordre  $M$  afin de porter les  $m$  bits codés pendant chaque temps symbole. Ici,  $\mu$  dénote la fonction de conversion binaire à signal ou étiquetage (en anglais : *mapping*).

Pour un canal de Rayleigh non sélectif en fréquence, le signal reçu, en bande de base, s'écrit sous la forme suivante :

$$y_i = h s_i + B_i \quad (2.1)$$

Où  $B_i$  est le bruit blanc Gaussien de densité spectrale  $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ ,  $h_i$  est le coefficient qui représente la fonction du transfert du canal.

Le récepteur BICM est constitué des fonctions réciproques à celles de l'émetteur qui sont : le démodulateur, le désentrelaceur, et le décodeur. Le décodage des BICM par le critère de Maximum de vraisemblance est très compliqué à implémenter en pratique due à la présence de l'entrelaceur aléatoire. Dans [24], comme compromis entre la complexité et les performances du système, Zehavi a suggéré une méthode sous optimale de décodage qui inclut deux étapes séparées : Calcul de la métrique associée au bit et le décodage du code convolutif par l'Algorithme de Viterbi.

Pour chaque signal reçu,  $2^m$  métriques associées aux  $m$  bits codés  $v_k, 1 \leq k \leq m$ , sont calculées en utilisant la règle du maximum de vraisemblance comme suit:

$$\lambda(v_k = b) = \log p(y_i \setminus v_k = b, h_i) \sim \log \sum_{s_i \in \Omega_b^k} p(y_i \setminus s_i, h_i) \quad (2.2)$$

Où  $\Omega_b^k, b \in \{0,1\}$ , dénote le sous-ensemble de la constellation  $\Omega$  qui contient tous les symboles ayant la valeur  $b$  à la  $k^{eme}$  position.

Le terme  $p(y_i \setminus s_i, h_i)$  désigne, quant à lui, la densité de probabilité du signal reçu  $y_i$  sachant que le coefficient du canal  $h_i$  et le signal émis  $s_i$ . Le symbole  $\sim$  dans l'équation (2.2) représente un remplacement par équivalence statistique. La densité de probabilité  $p(y_i \setminus s_i, h_i)$  est donnée par :

$$p(y_i \setminus s_i, h_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left[-\frac{|y_i - h_i s_i|^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2.3)$$

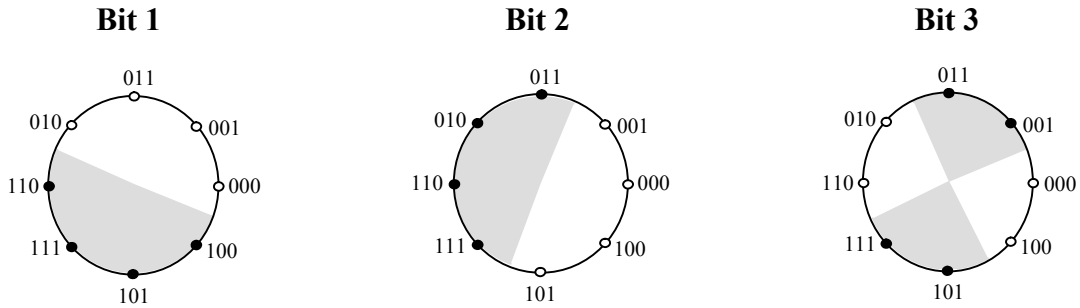
Pour une implémentation pratique, Les métriques associées aux bits peuvent être écrites, en utilisant une approximation logarithmique du maximum de vraisemblance comme suit :

$$\lambda(v_k = b) \approx \max \log p(y_i \setminus s_i, h_i) = -\min_{s_i \in \Omega_b^k} \frac{\|y_i - h_i s_i\|^2}{2\sigma^2} \quad (2.4)$$



L'équation (2.4) indique que chaque métrique associée au bit est calculée en se basant sur le minimum de la distance euclidienne au carré entre le signal reçu  $y_i$  et le signal  $s_i$  dans le sous ensemble  $\Omega_b^k$ .

La figure (2.2) illustre les sous ensembles correspondant aux trois bits d'une constellation 8PSK avec un étiquetage de Gray.



*Figure 2.2 : Les sous ensembles de la constellation 8-PSK avec étiquetage Gray*

Il existe d'autres types d'étiquetage tel que l'étiquetage d'Ungerboeck et l'étiquetage mixte (voir l'annexe C). Les performances dépendent fortement du choix de l'étiquetage. En effet, plus celui-ci permet de maximiser la distance euclidienne minimale de chaque sous ensemble, plus les résultats de la BICM sont bons.

Dans le cas du décodage classique d'une BICM (sans itération), l'étiquetage de Gray est toujours privilégié [24] [29].

- **Calcul métrique**

Pour calculer les différentes métriques selon l'étiquetage de la figure (2.2), on procède comme suit :

La métrique associée au premier bit du signal transmis prenant la valeur 1 est :

$$\lambda(v_1 = 1) = -\min(d_{100}, d_{101}, d_{111}, d_{110}) \quad (2.5)$$

De même, La métrique associée au premier bit du signal transmis prenant la valeur 0 est :

$$\lambda(v_1 = 0) = -\min(d_{000}, d_{001}, d_{011}, d_{010}) \quad (2.6)$$

Dans les équations (2.5) et (2.6),  $d_v, v = 000; \dots; 111$ , est le carré de la distance euclidienne entre le signal reçu  $y_i$  et le signal transmis attribué à l'étiquette  $v$ . Les métriques associées aux deux autres bits peuvent être calculées pareillement.

- **Algorithme de décodage**

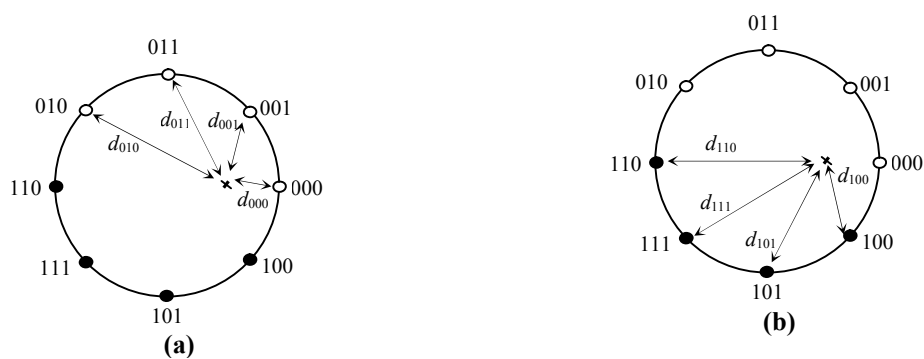
Le décodage du code convolutif par l'algorithme de Viterbi peut être implémenté par deux types de décodage : Le décodage à entrée dure et sortie dure (Hard decoding) et le décodage à entrée souple et sortie souple (Soft Decoding). Le premier type est de complexité inférieure mais il n'est pas fiable tandis que le deuxième fournit une information fiable basé sur le calcul du rapport de vraisemblance logarithmique (LLR : Log Likelihood Ratio) au coût d'une complexité élevée.

Ce rapport est défini comme suit :

$$LLR(v_k) = \log \left( \frac{p(v_k = 1 \setminus y)}{p(v_k = 0 \setminus y)} \right) = \lambda(v_k = 1) - \lambda(v_k = 0) \quad (2.7)$$

Le LLR est calculé à partir de la distance minimale entre le symbole reçu  $y$  et tous les symboles du sous ensemble de la constellation.

Pour interpréter ce calcul, prenons l'exemple de la figure (2.3)



**Figure 2.3 :** Exemple de calcul du LLR pour le premier bit

On doit calculer huit distances dont quatre pour que le bit  $v_1$  soit estimé un 0 et on prend la distance minimale, soit  $\lambda(v_1 = 0) = d_{000}$ . On suit la même procédure pour que le bit  $v_1$  soit estimé un 1, soit  $\lambda(v_1 = 1) = d_{100}$

Finalement, on aura :  $LLR(v_1) = d_{100} - d_{000}$

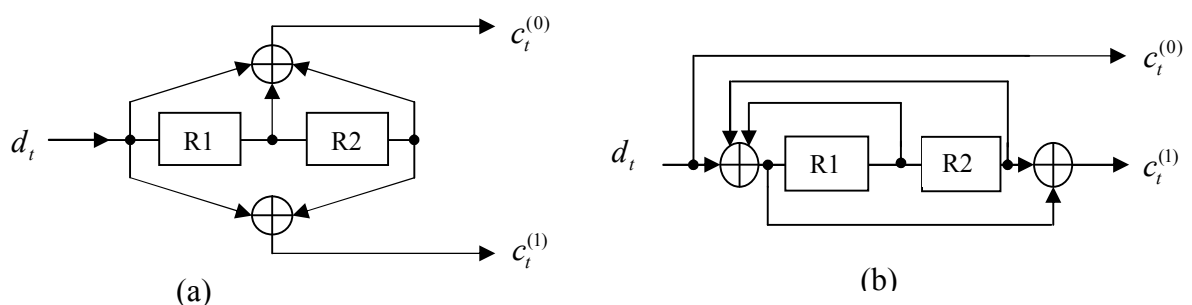
$$\text{Donc } v_1 = \begin{cases} 0 & , \text{ Si } LLR > 0 \\ 1 & , \text{ Si autrement} \end{cases}$$

Pour les autres positions de bits, on effectue le même calcul.

Si  $LLR(v_1)$ ,  $LLR(v_2)$  et  $LLR(v_3)$  ont des valeurs positives, on peut conclure que le symbole 000 est celui qui a été transmis par la probabilité la plus élevée.

### 2.3 Codage de canal :

Un codeur de canal consiste à introduire de la redondance dans l'information émise afin de détecter et/ou corriger les erreurs de transmission au niveau du récepteur [31]. Assurément, cette approche diminue le débit utile de la transmission par contre elle permet d'améliorer considérablement les performances en termes du taux d'erreur binaire. Plusieurs types de codes sont utilisés tels que les codes en blocs, les codes convolutifs et les turbo codes. Généralement, les codes convolutifs sont considérés pour la structure BICM. Dans cette étude, nous nous intéressons plus particulièrement aux codes convolutifs présentés à la figure 2.4.



**Figure 2.4 :** Exemples de codeurs convolutifs : (a) code convolutif non systématique non récursif à 4 états, (b) code convolutif systématique récursif à 4 états.

### Code convolutifs :

Les codes convolutifs présentent des propriétés intéressantes et ils sont classés en deux catégories: Les codes non systématiques ou NSC (Non Systematic Convolutional codes) et les codes systématiques récursifs ou RSC (Recursive Systematic Convolutional codes).

Un code convolutif est dit systématique si l'un des bits de sortie est identique au bit d'entrée. Les codes NSC, dont celui présenté à la figure 2.4-a est un exemple, présentent l'avantage par rapport aux codes systématiques de fournir plus d'information : tout bit de sortie du codeur renseigne sur plusieurs bits du message codé. Le décodeur dispose donc de plus d'éléments dans un code NSC, et permet donc de corriger plus d'erreurs. Un code est dit récursif si la séquence passant dans les registres à décalages est « alimentée » par le contenu de ces registres (voir figure 2.4-b).

Un code convolutif est caractérisé par trois paramètres  $[n; k; L]$ , où  $n$  représente le bloc de  $n$  bits codés pour chaque bloc de  $k$  bits d'information injecté à son entrée. A un instant d'observation, les  $n$  sorties du codeur dépendent aussi des  $L-1$  blocs précédents, où  $L$  désigne la longueur de contrainte du code et  $R_c = k/n$  est le rendement du code. A titre d'exemple, le codeur présenté par la figure 2.4-(a) prend comme paramètre :  $n = 2$ ,  $k = 1$  et  $L = 3$ . Chaque sortie du codeur  $c_t^{(i)}$ , ( $i = 0; 1$ ) est obtenue par l'addition modulo 2 du contenu du registre à décalage déterminé par les polynômes générateurs de l'encodeur.

$$c_t^{(i)} = \sum_{j=0}^n g_{ij} d_{t-j} \quad (2.8)$$

Où  $d_t$  représente le bit à l'entrée du codeur à l'instant  $t$ ,  $g_i = [g_{i,0}, g_{i,1}, g_{i,2}]$ ,  $i \in \{0,1\}$ , sont les polynômes générateurs et  $g_{i,j}$  désigne le  $j^{\text{ème}}$  élément du polynôme générateur  $g_i$ . Dans l'exemple de la figure (2.4)-(a),  $g_0 = [1,1,1] = 7_{(\text{octal})}$ ,  $g_1 = [1,0,1] = 5_{(\text{octal})}$ . Ainsi, un tel codeur est appelé codeur convolutif de polynômes générateurs (7,5) en octal.

Le paramètre le plus important caractérisant un code est la distance minimale de Hamming et parfois appelée la distance libre. La distance de Hamming entre deux messages codés est par définition le nombre de bits différents entre deux mots codes [34].

### Représentation d'un code :

Plusieurs représentations graphiques des codes convolutifs sont utilisées de types de diagramme en arbre, digramme en état et diagramme en treillis mais La représentation la plus utilisée est le diagramme en treillis du fait qu'elle est adaptée à l'opération de décodage. Le treillis est construit par un diagramme d'états qui montre l'évolution temporelle du codeur. Il est formé de nœuds reliés par des branches : Un nœud représente un état du codeur à un moment donné. Une branche représente la transition possible d'un nœud à un autre (ou d'un état du codeur au suivant) lors de l'arrivée d'un bit d'entrée. Chaque branche est associée à un mot de code. Une suite de branches passant par différents nœuds du treillis définit un chemin.

Une séquence codée ne correspond qu'à un seul chemin de treillis.

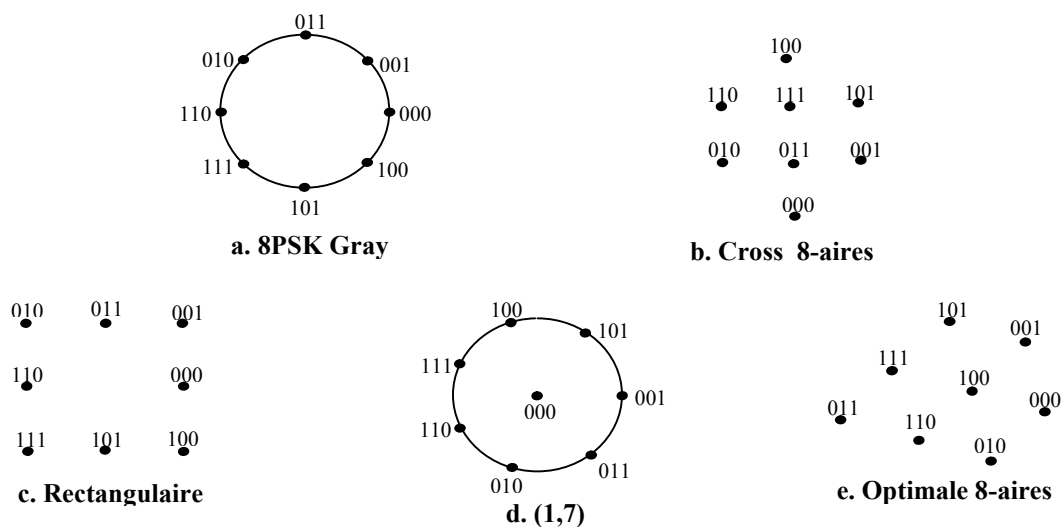
## 2.4 Entrelacement :

L'entrelacement est une technique efficace pour lutter contre les paquets d'erreurs dus aux évanouissements corrélés. Elle consiste à permuter les bits codés du symbole. Ceci permet de réordonner les bits du même symbole en réception au moyen d'un déentrelaceur. Cette stratégie vise à faciliter la détection et/ou la correction des bits erronés. Deux grandes familles d'entrelaceurs ont été proposées dans la littérature: les entrelaceurs en blocs et les entrelaceurs convolutifs [32, 33]. Dans notre étude, nous nous intéressons aux entrelaceurs en bloc et en particulier l'entrelaceur aléatoire qui est généré par une permutation aléatoire.

Dans ce qui suit, on désigne l'entrelaceur par la fonction  $\pi$  à entrée/sortie unique qui reçoit en entrée une séquence de symboles appartenant à un alphabet fixe et qui produit en sortie une autre séquence contenant les mêmes symboles mais dans un ordre temporel différent.

## 2.5 Conversion Bit/Symbole :

La conversion bit/symbole ou mapping fait correspondre à chaque séquence de bits un point d'une constellation particulière selon l'ordre de la modulation numérique (voir ANNEXE B). Le choix du type de Constellation dépend du débit ciblé et du pouvoir de détection ou de correction des erreurs de transmission. Dans [29], il a été mentionné que le mapping joue un rôle important sur les performances du système BICM. Aussi, l'influence du mapping a été évoquée dans [35] et plusieurs constellations bidimensionnelles ont été proposées. Dans [36], un nouveau mapping multidimensionnel pour une modulation 8-PSK a été présenté afin d'améliorer les performances des systèmes BICM-ID. La figure (2.3) montre les types de constellation considérée dans [35].



**Figure 2.5 :** Meilleurs étiquetages en termes de capacité de canal pour différentes constellations 8-aires [35].

## 2.6 Description de l'émetteur BICM-MIMO

L'exploitation du BICM dans une architecture MIMO, originalement appliquée au système SISO, a pour but de bénéficier à la fois du gain de codage et le gain de diversité qui caractérise la structure MIMO. Il existe plusieurs manières d'emplacement du codeur BICM dans la chaîne d'émission comme montre la figure (2.6).

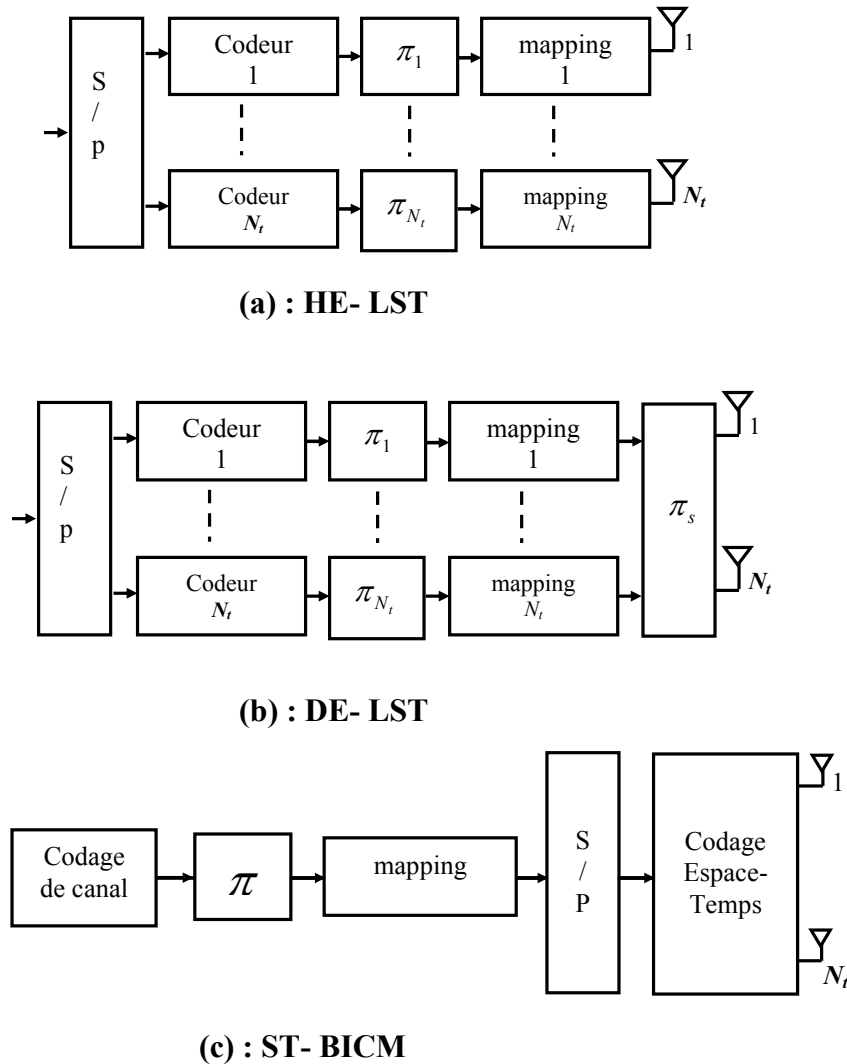


Figure 2.6 : Différents schémas d'émission du MIMO-BICM.

**2.6.1 Encodage HE-LST** (figure 2.6-a) : La séquence binaire initiale est subdivisée en  $N_t$  blocs de bits. Chaque bloc est codé, entrelacé, converti en symbole et émis sur l'antenne correspondante. Cette procédure est simple à implémenter mais elle n'exploite pas la diversité spatiale d'émission.

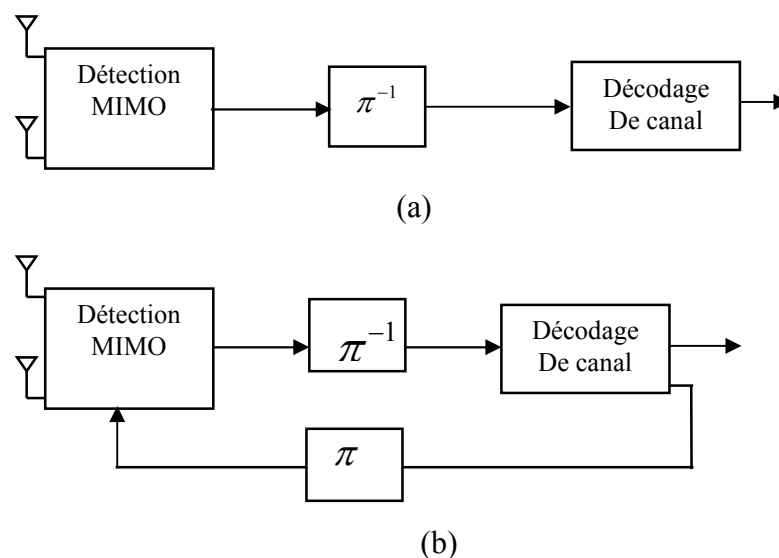
**2.6.2 Encodage DE-LST :** il se diffère à l'encodeur de la figure (a) par l'ajout d'un entrelaceur spatio-temporel qui permute les symboles résultants affectés aux antennes d'émission selon un ordre variant périodiquement et d'une manière diagonale afin que l'exploitation de la diversité soit optimale. Bien que la diversité d'émission est atteinte, cette méthode est difficile à mettre en œuvre.

**2.6.3 Encodage VE-LST :** Dans cette configuration, le codage de canal, l'entrelacement et conversion bit /symbole sont effectués avant le démultiplexage. Dans ce cas, le symbole est affecté à une antenne parmi  $N_t$  antennes émettrices. Ce schéma d'émission est vu comme une extension multi- antennes du concept BICM [29]. Dans [37], ce schéma prend l'abréviation ST-BICM. L'avantage d'une telle architecture est qu'elle combine d'une façon optimale entre le codage de canal et la diversité d'antenne en émission et par la suite elle permet de lutter efficacement contre les évanouissements caractérisant le canal de Rayleigh.

Parmi les structures d'encodage citées précédemment et dans le cadre de notre travail, nous nous focalisons sur le système ST-BICM.

## 2.7 Description du récepteur BICM-MIMO

Plusieurs architectures de réception ont été proposées dans la littérature [29, 38, 39, 40, 41]. Mais le choix d'une telle ou telle architecture dépend d'un côté des performances en termes de taux d'erreur binaire et de l'autre côté de la contrainte de réalisation pratique. En générale, on distingue deux schémas de réceptions pour les systèmes ST-BICM : les récepteurs classiques et les récepteurs itératifs. La figure (2.7) montre ces deux types.



**Figure 2.7 :** les différents schémas de la réception BICM-MIMO: (a). Non itératif, (b).Itératif

Dans notre étude, on s'intéresse au type (a) « récepteur non itératif » vu que la simplicité d'implémentation. Les différentes fonctions du côté réception sont indépendantes. Après le décodage ST, le traitement inverse : conversion symbole/bit, le desentrelacement et décodage de canal sont effectués successivement.

Les symboles reçus sont convertis en bits binaire selon une constellation d'une modulation particulière, les bits résultants de cette conversion sont ensuite desentrelacés à l'aide d'un entrelaceur qui est généralement de type aléatoire et enfin le décodage de canal qui est basé sur l'algorithme de Viterbi. La complexité de ce récepteur augmente avec le nombre d'antennes et l'ordre de la modulation.

L'idée d'un récepteur itératif est de décoder chacune des fonctions élémentaires l'une après l'autre dans une boucle itérative de telle manière à ce que les différentes fonctions s'échangent entre elles une information dite extrinsèque quantifiant la fiabilité de chacune des fonctions de décodage. Par ce procédé, chaque opération de décodage profite aux autres et inversement.

## 2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modulation codée à bits entrelacés. Après avoir introduit le modèle du système BICM et les différents traitements que subit l'information de l'émetteur jusqu'au récepteur. Nous avons détaillé les fonctions élémentaires qui constituent la technique BICM. Dans cette partie, nous avons présenté les différents correcteur d'erreur, la fonction d'entrelacement et la conversion Bits/ Symbole suivi par les Meilleurs étiquetages en termes de capacité de canal pour différentes constellations 8-aires qui existent dans la littérature. Enfin, comme une extension du BICM sur les systèmes MIMO, nous avons présenté les différents schémas d'émission et de réception.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des formes d'ondes orthogonales et en particuliers, les formes d'ondes d'Hermite ainsi que leur implémentation dans un système de transmission en bande de base.



## Chapitre 3

# Formes d'ondes orthogonales d'Hermite

### 3.1 Introduction

Comme nous avons cité dans les chapitres précédents, Les communications à travers le canal radio-mobile sont fortement affectées par les évanouissements dus aux trajets multiples et aux interférences entre symboles. Pour pallier ces deux inconvénients et par la suite améliorer la capacité du canal radio. Plusieurs techniques ont été utilisées tel que l'architecture MIMO, la technique l'OFDM et leur combinaison MIMO-OFDM. Ces solutions ont contribué à l'amélioration de l'efficacité spectrale mais le besoin en termes de débit ne cesse d'accroître et la ressource spectrale se raréfie.

De plus, le débit d'une transmission via un canal radio dépend de la largeur de la bande permise et de la puissance disponible au niveau de l'émetteur. Puisque la largeur de bande est limitée, l'augmentation de l'efficacité spectrale est l'un des buts principaux de la conception de système de communication numérique basé sur des nouvelles formes d'ondes (orthogonales) dans une architecture semblable à celle du système MIMO-OFDM.

La technique de modulation numérique proposée se sert de l'orthogonalité des signaux. Cette propriété assure une transmission simultanée de plusieurs signaux orthogonaux et facilite la récupération des données originales à la réception.

En raison de leur efficacité spectrale, les formes d'onde d'Hermite sont choisies parmi d'autres ensembles de fonctions orthogonales. Elles sont développées à partir des polynômes d'Hermite [47]. Les polynômes d'Hermite ne sont pas orthogonaux et leurs valeurs approchent de l'infini quand leur intervalle devient grand. Cependant, la multiplication des polynômes d'Hermite par un terme exponentiel approprié appelé fonction poids a comme conséquence un ensemble de fonctions orthogonales. Ces fonctions résultantes s'appellent les formes d'onde d'Hermite (en anglais : Hermite Waveforms). Les formes d'onde d'Hermite sont définies sur un intervalle temporel infini mais leurs valeurs sont déterminées dans une certaine période. En dehors de cette période leurs valeurs s'annulent rapidement. Essentiellement, elles représentent des impulsions à énergie finie.

Les formes d'onde de Hermite ont été déjà employées dans plusieurs applications. Récemment, un système à ultra large bande (UWB) a été proposé dans [42]. Ce système s'articule sur l'orthogonalité des formes d'onde d'Hermite pour augmenter le débit et améliorer la correction d'erreurs afin d'assurer une communication fiable. Le système UWB est devenu intéressant puisqu'il a les propriétés utiles pour la communication à courte distance dans un environnement multi-trajets [44]. Une autre application des formes d'onde d'Hermite a été introduite dans [45]. Son idée consiste à substituer aux sinusoïdes utilisées dans un système multi-porteuses des formes d'ondes d'Hermite appelées Wavelets. Les formes d'ondes

d'Hermite sont aussi employées dans le traitement d'image [46]. Les formes d'ondes d'Hermite sont tout à fait compliquées. La génération de leurs impulsions pour les systèmes ultra large bande (UWB) est discutée dans [43]. De plus, une étude fondée sur l'implémentation des formes d'ondes d'Hermite dans un système de transmission antipodale a été proposée dans [47].

Il s'agit dans le cadre de cette thèse de tester les formes d'ondes d'Hermite dans le codage spatio-temporel des systèmes MIMO afin d'augmenter leur efficacité spectrale.

Ce qui caractérise la transmission numérique est que les bits d'information sont émis en série. Un débit binaire plus élevé peut être réalisé en raccourcissant la période de bit/symbole. En tant que le rapport entre l'énergie dépensée par bit et de la densité spectrale de bruit est maintenu constant, le taux d'erreur par bit (TEB) reste invariant. Cependant, dans les environnements à trajets multiples, le signal émis ainsi qu'une multitude de signaux atténués et retardés, provenant des différents échos, est reçue. Dans un tel environnement, le TEB augmente considérablement à mesure que le rapport entre le retard relatif et la période de bit ou la puissance des copies non désirées augmente. En conséquence, en transmission à grande vitesse, dans laquelle la période de bit est étroite, le TEB est affecté par le signal retardé.

Pour atténuer les effets de trajets multiples, l'idée est de prolonger la période de symbole. Cette méthode consiste à convertir le flux de données sérielles en  $N$  sous-flux parallèles. Le débit binaire efficace pour chaque sous-flux parallèle représente  $1/N$  du flux de données sérielles originales. En conséquence, la période de bit, en parallèle, est  $N$  fois plus large que celle du bit en série. Pour former le signal à transmettre, l'opération nécessite l'attribution de  $N$  différentes formes d'onde (symboles) qui correspondent aux  $N$  flux parallèles. Ces formes d'ondes seront combinées afin d'obtenir une forme onde composite.

Autant que les formes d'onde sont orthogonales, la détection de la présence d'un symbole participant à la forme d'onde composée est possible.

Il existe plusieurs familles de fonctions orthogonales<sup>1</sup>. L'un des critères importants dans les communications est qu'une meilleure famille de formes d'ondes orthogonale doit occuper une bande de fréquence étroite. Les fonctions orthogonales d'Hermite, qui sont obtenues par dérivation des polynômes d'Hermite, répondent à ce critère. La dérivation des formes d'ondes d'Hermite et leur occupation en termes de largeur de bande sont étudiées dans ce chapitre.

---

<sup>1</sup> : Une famille de fonctions est dite *orthogonale* si toutes les fonctions sont deux à deux orthogonales.

### 3.2 Rappel mathématique

On définit l'orthogonalité de deux fonctions  $f_m(t)$  et  $f_n(t)$  sur l'intervalle  $[t_1 \quad t_2]$  par la relation suivante :

$$\int_{t_1}^{t_2} f_m(t) f_n(t) dt = \begin{cases} 0, & m \neq n \\ \delta_{mn}, & m = n \end{cases} \quad (3.1)$$

Où  $\delta_{mm}$  est l'énergie de la fonction  $f_m(t)$ .

Soit  $e(t)$  un signal obtenu par combinaison linéaire de  $f_p(t)$  avec le coefficient  $b_p$

$$e(t) = \sum_{p=0}^{n-1} b_p f_p(t) \quad (3.2)$$

Le coefficient  $b_p$  peut être décomposé par

$$b_p = \int_{t_1}^{t_2} e(t) f_p(t) dt \quad (3.3)$$

Dans la communication numérique,  $b_p$  est employé pour véhiculer les données numériques. La possibilité d'extraire  $b_p$  du signal composite  $e(t)$  nous permet de transmettre simultanément  $N$  données indépendantes. Cependant, les fonctions orthogonales participant à la somme donnée par la relation (3.2) partagent la largeur de bande. On se réfère à la fonction orthogonale  $f_k(t)$  comme la  $k^{eme}$  impulsion élémentaire orthogonale. L'énergie du signal  $e(t)$  peut être calculée par :

$$E_e = \int_{t_1}^{t_2} e^2(t) dt \quad (3.4)$$

$$E_e = \int_{t_1}^{t_2} \left( \sum_{p=0}^{n-1} b_p f_p(t) \right)^2 dt$$

$$E_e = \sum_{p=0}^{n-1} \int_{t_1}^{t_2} (b_p f_p(t))^2 dt \quad (3.5)$$

Clairement, l'énergie du signal  $e(t)$  égale à la somme des énergies des formes d'ondes individuelles,  $b_p f_p(t)$ .

Car l'information transportée par une impulsion élémentaire orthogonale ne doit pas interférer avec celles des autres impulsions porteuses. Donc, les impulsions sont bien séparées en termes d'énergie et l'arrangement de la transmission en parallèle est vu comme un système à  $N$  dimensions.

### 3.3 Fonctions orthogonales d'Hermite

Il existe plusieurs familles de fonctions orthogonales qui sont utilisées dans le système à  $N$  dimensions. Les meilleures doivent exploiter efficacement la largeur de bande. Quelques fonctions, par exemple, polynômes de Legendre, sont orthogonales mais ne sont pas adaptées à la transmission en parallèle. Ces polynômes sont définis par la relation suivante [49].

$$p_n(x) = \frac{1}{2^n n!} \frac{d^n}{dx^n} (x^2 - 1)^n, \quad (3.6)$$

Ils forment un ensemble des fonctions orthogonales sur l'intervalle  $x \in [-1, 1]$ . Cependant, les valeurs aux frontières d'impulsion ne s'annulent pas, c à d,  $p_n(\pm 1) = \pm 1$ . Ceci cause une discontinuité aux frontières adjacentes de l'impulsion. Pour cette raison, la forme d'onde du polynôme de Legendre s'avère inutile pour la transmission binaire.

Noter qu'une autre classe des fonctions orthogonales est définie au dessus de l'espace binaire. Les fonctions de Walsh qui sont à l'origine des fonctions à deux niveaux  $\pm 1$  définies sur l'intervalle  $\pm 1/2$ . Elles peuvent être générées aisément à partir des matrices de Hadamard. La fonction de Walsh peut être complètement décrite par un ordre binaire. En conséquence, elle peut être considérée comme code orthogonal binaire.

Les fonctions qui représentent le meilleur choix pour un système de transmission parallèle sont les fonctions du cylindre parabolique,  $\psi_j(x)$ , qui sont développées à partir des polynômes d'Hermite (voir annexe D). Ces fonctions forment un ensemble orthogonal sur l'intervalle  $]-\infty, +\infty[$ . En raison de la difficulté de produire leurs formes d'ondes, les applications des fonctions d'Hermite ont été limitées, dans le passé. La technologie d'aujourd'hui, par exemple, (DSP : Digital Signal Processing), nous permet de produire des formes d'ondes arbitraires. Ainsi, la complexité n'est plus un problème.

La  $j^{eme}$  fonction du cylindre parabolique,  $\psi_j(x)$ , est définie par

$$\psi_j(x) = \frac{e^{-\frac{1}{4}x^2}}{\sqrt{j! \sqrt{2\pi}}} He_j(x) \quad (3.7)$$

Où  $He_j(x)$  est le polynôme d'Hermite qui est défini par :

$$He_j(x) = e^{x^2/2} \left( -\frac{d}{dx} \right)^j e^{-x^2/2} \quad (3.8)$$

La  $j^{eme}$  fonction d'un cylindre parabolique est identifiée comme la  $j^{eme}$  fonction orthogonale d'Hermite. Les premiers polynômes de ces fonctions sont :

$$\begin{aligned} He_0(x) &= 1 \\ He_1(x) &= x \\ He_2(x) &= x^2 - 1 \\ He_3(x) &= x^3 - 3x \\ He_4(x) &= x^4 - 6x^2 + 3 \end{aligned} \quad (3.9)$$

On peut aussi générer ces polynômes à partir de la relation récurrente suivante :

$$He_{j+1}(x) = xHe_j(x) - jHe_{j-1}(x) \quad (3.10)$$

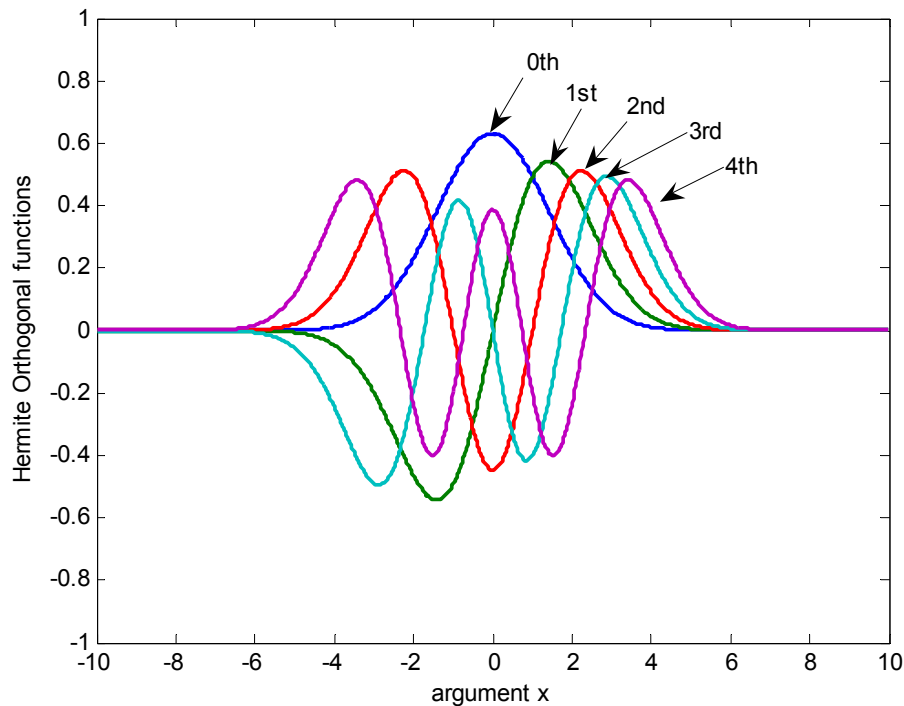
De même,

$$\psi_{j+1}(x) = \frac{x}{\sqrt{j+1}} \psi_j(x) - \sqrt{\frac{j}{j+1}} \psi_{j-1}(x) \quad (3.11)$$

La figure 3.1 montre les cinq premières fonctions orthogonales d'Hermite (impulsions). Selon cette figure, les largeurs des impulsions d'ordre supérieur sont toujours plus grandes. Mais toutes les fonctions d'Hermite contiennent la même quantité d'énergie qui est égal à l'unité.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi_m^2(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_n^2(x) dx = 1 \quad (3.12)$$

Pour tous  $m$  et  $n$ . Cette intéressante propriété garantit l'égalité d'énergie dans toutes les dimensions.



*Figure.3.1 : Les cinq premières fonctions orthogonales d'Hermite,  $\psi_n(x)$ .*

### 3.4 Formes d'ondes d' Hermite orthogonales et normalisées

Comme nous avons vu dans la section précédente, les fonctions orthogonales d'Hermite sont définies sur un intervalle temporel infini. Cependant, leurs valeurs s'annulent rapidement pour les grandes valeurs de l'argument  $x$ . Puisque les fonctions d'Hermite sont orthogonales sur l'intervalle  $]-\infty, +\infty[$ , il est évident que l'interférence inter symbole (ISI) ne puisse pas être complètement évitée. Être employées comme symboles de communication, les fonctions d'Hermite doivent être modifiées pour s'adapter à une période symbole déterminée. Tout en assurant une quantité suffisante de l'énergie de l'impulsion sur cette période symbole, l'interférence inter symbole ISI sera automatiquement commandée à un niveau acceptable.

Nous verrons à la section suivante de ce chapitre, ce qu'il faut faire pour rendre les fonctions d'Hermite adaptées à un système de transmission numérique dont la dimension est  $n$ .

Considérons la comparabilité entre la transmission sérielle et la transmission parallèle proposée. Prenons  $T_b$ , la période du bit dans le cas de la transmission en série originale. Un total de  $n$  bits nécessite une durée de  $n \times T_b$  pour qu'il soit transmis et par la suite, cette opération exige l'utilisation de  $n$  impulsions ou formes d'onde qui doivent s'adapter à la durée  $n \times T_b$ . Ainsi, cette durée est la période de symbole du système de dimension  $n$ .

Soit un système de dimension  $n$  et on veut transmettre un débit binaire,  $D_b = 1/T_b$ , le but est de déterminer une expression pour l'impulsion de transmission,  $f_j(t)$  à partir de la forme originale de la fonction orthogonale d'Hermite  $\psi_j(t)$ . Puisque  $\psi_j(t)$  est une forme d'onde de temps infini et d'énergie égale à l'unité. Il est impossible de la normaliser pour s'adapter à la période symbole  $n \times T_b$  en assurant un pourcentage d'énergie à 100 %. Ainsi, ce pourcentage de l'énergie de l'impulsion qui est exigée, doit être déterminé pour avoir lieu au cours de la période symbole.

Considérons  $f_j(t)$  la  $j^{eme}$  impulsion à transmettre qui est définie par  $f_j(t) = \psi_j(t/T_n)$ , où  $\psi_j(t)$  est la forme d'onde originale de la fonction orthogonale d'Hermite et  $T_n$  est le facteur de normalisation à déterminer, cela force l'énergie suffisante de  $f_j(t)$  pour se retrouver dans la période symbole. Il est remarquable que la largeur de la forme d'onde d'ordre supérieur soit toujours plus grande que celles des formes d'ondes d'ordre inférieures. En conséquence, le raccord de la plus grande impulsion d'ordre  $\psi_{n-1}(t)$ , dans la période  $n \times T_b$  garantit que toutes les impulsions d'ordres inférieures ont l'énergie suffisante dans cette période symbole. Ainsi, le critère d'énergie est satisfait pour toutes les impulsions.

En résumé, il est évident que le facteur de normalisation  $T_n$  dépend de la dimension  $n$  du système, du débit binaire  $D_b$  et du pourcentage d'énergie  $\gamma$  dans la période symbole.

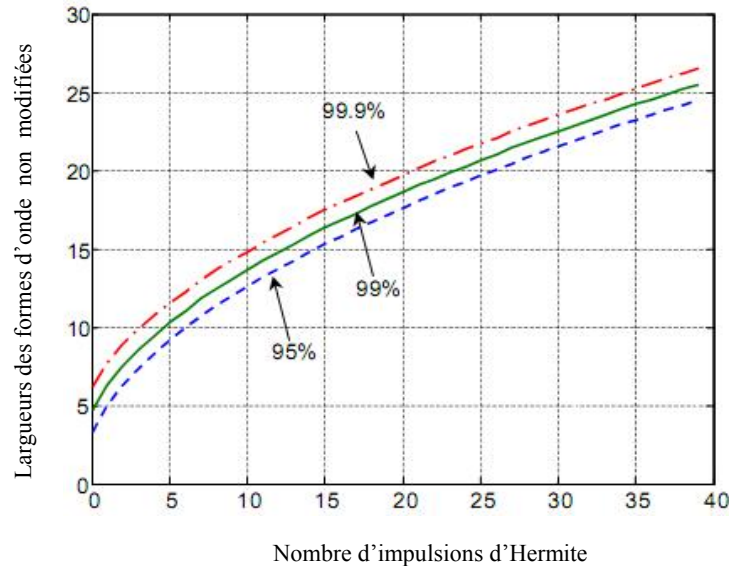
Pour déterminer  $T_n$ , un critère sur l'énergie est présenté. D'abord, considérons une version tronquée de la fonction de base  $\psi_n(t)$ . La largeur  $W_n$  de la  $n^{eme}$  fonction orthogonale d'Hermite, qui ne garantit que  $\gamma$  pour cent de l'énergie sur l'intervalle  $[-W_n/2, W_n/2]$  satisfait la condition :

$$\frac{\int_{-0.5W_n}^{0.5W_n} |\psi_n(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |\psi_n(t)|^2 dt} = \frac{\gamma}{100} \quad (3.13)$$

Pour le même pourcentage  $\gamma$ ,  $W_n$  est toujours plus grande que  $W_m$  pour  $n > m$ . Malheureusement, les fonctions d'Hermite sont sous forme d'exponentielle de  $x$  carré négatif.



Les solutions analytiques pour  $W_n$  ne sont pas disponibles dans la pratique. En conséquence, une méthode numérique est une approche appropriée pour évaluer  $W_n$ . Les largeurs  $W_n$  pour les 40 premières impulsions orthogonales d'Hermite avec différents pourcentages d'énergie sont représentées sur la figure 3.2.



**Figure.3.2:** Les largeurs des impulsions d'Hermite sont, en fait, infinies. Les critères de 95%, de 99% et de 99.9% d'énergie de l'impulsion sont employés pour définir les largeurs de ces impulsions[47].

En normalisant les fonctions d'Hermite par la largeur d'impulsion  $W_n$ , le pourcentage  $\gamma$  de l'énergie de l'impulsion d'Hermite  $\psi_j(t \times W_n)$ , pour  $j \leq n$  se situe dans un intervalle qui est égal à l'unité sur l'axe de temps  $t \in [-0.5, 0.5]$ . Notre but est d'avoir  $n$  impulsions orthogonales adaptées sur la période symbole  $[-0.5nT_b, 0.5nT_b]$ .

Par conséquent, l'impulsion élémentaire à envoyer devient :

$$f_j(t) = \psi_j\left(\frac{t}{nT_b} W_n\right) \quad (3.14)$$

Donc, le facteur de normalisation est le terme  $T_n = \frac{W_n}{nT_b}$ .

Il est commode d'exprimer les impulsions élémentaires en utilisant une constante permettant d'ajuster la largeur de l'impulsion (temps normalisé).

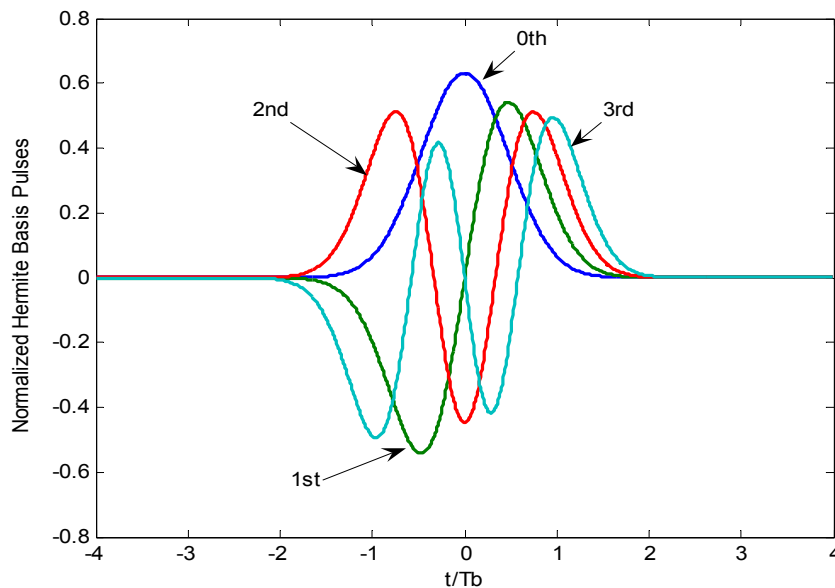
Prenons  $\tau$  le temps normalisé défini par  $\tau = \frac{t}{T_b}$ , là où  $t$  et  $T_b$  sont respectivement le temps réel de transmission et la période de bit.

Sur l'axe de temps normalisé, les  $n$  impulsions orthogonales s'adaptent sur l'intervalle  $[-0.5n, 0.5n]$ . Cet intervalle représente la période de  $n$  bits, qu'on l'a qualifiée période symbole au paragraphe précédent. La figure 3.3 montre les quatre premières impulsions de base sur l'axe de temps normalisé et avec un pourcentage d'énergie de 99%.

La  $j^{\text{eme}}$  impulsion est générée par :

$$f_j(\tau) = \psi_j\left(\tau \frac{W_4}{4}\right) \quad (3.15)$$

Là où  $W_4$  est la largeur originale de l'impulsion d'Hermite obtenue à partir de la méthode numérique donnée en (3.13). On constate que l'interférence inter symbole n'affecte que les parties des impulsions qui se trouvent en dehors de l'intervalle  $[-2, 2]$ .



**Figure.3.3 :** Représentation des quatre premières impulsions d'Hermite sur l'axe de temps normalisé. Toutes les impulsions ont au moins 99.9% d'énergie au cours des quatre périodes de bit de  $[-2, 2]$ .

La dérivation de l'énergie de l'impulsion de transmission  $f_j(t)$  est basée sur les critères de la largeur d'impulsion. L'impulsion originale  $\psi_j(t)$  est une forme d'onde d'énergie égale à l'unité mais  $f_j(t)$ , qui est sa version normalisée, ne préserve plus la propriété.

L'énergie contenue dans  $f_j(t)$  peut être déterminée comme suit :

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_j^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_j^2 \left( \frac{t}{T_b} \frac{W_n}{n} \right) dt \quad (3.16)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \psi_j^2(z) \cdot \frac{T_b}{W_n/n} dz \quad (3.17)$$

La où  $z = \frac{t}{T_b} \frac{W_n}{n}$ . En utilisant la propriété d'énergie qui égal à l'unité des fonctions de

Hermite, la relation (3.17) est simplifié à  $\frac{T_b}{W_n/n}$ . Par conséquent, l'impulsion élémentaire

d'énergie égale à 1,  $\hat{f}_j(t)$  devient :

$$\hat{f}_j(t) = \sqrt{\frac{W_n/n}{T_b}} \psi_j \left( \frac{t}{T_b} \frac{W_n}{n} \right) \quad (3.18)$$

Où  $0 \leq j \leq n$ .

### 3.5 Approches d'Implémentation des formes d'ondes d'Hermite en Transmission numérique.

Dans ces travaux de thèse, W. Chongburee [47] a proposé deux approches pour implémenter un système de transmission numérique utilisant les formes d'onde normalisées d'Hermite.

- La première est basée sur l'utilisation du corrélateur en réception.
- La seconde s'articule sur l'usage d'une banque de filtres adaptés et échantillonneurs.

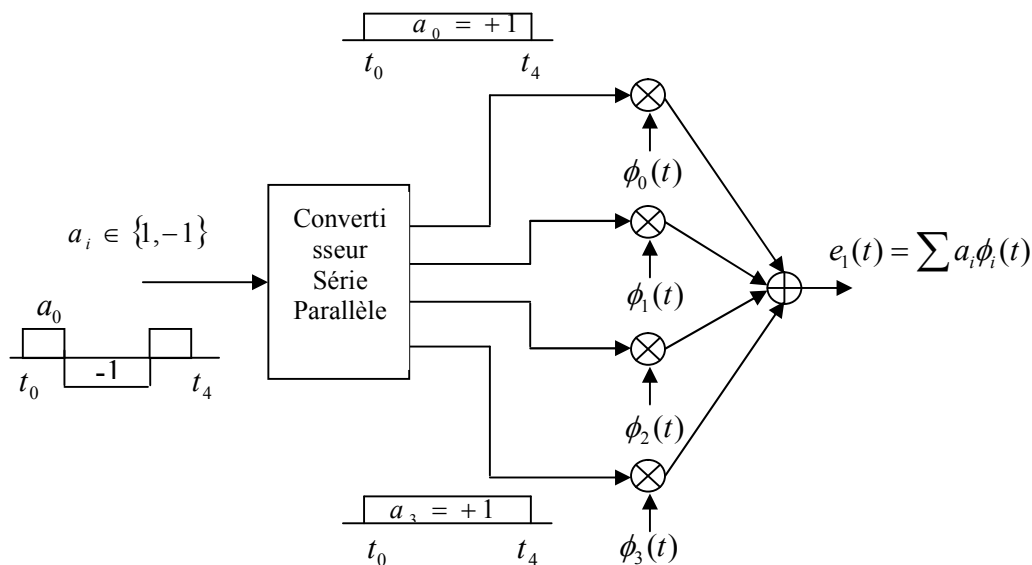
Au niveau de l'émetteur, chaque bit binaire à valeur antipodal, (1 ou -1), maintient ou inverse l'impulsion de transmission formant un système antipodal. L'impulsion utilisée pour chaque bit d'informations est un élément d'un ensemble constitué de  $m$  impulsions d'Hermite. Du fait que les  $m$  impulsions sont orthogonales, l'amplitude et le signe de chaque impulsion peuvent être facilement récupérés à partir de la forme d'onde combinée. Ainsi, les  $m$  bits indépendants peuvent être envoyés en même temps. En conséquence, la transmission peut être vue comme un système parallèle.

Avec ce système antipodal, les  $m$  impulsions d'Hermite forment  $2^m$  symboles distincts. L'émetteur procède à l'envoi des symboles, l'un après l'autre et en revanche, le récepteur doit savoir le début de chaque symbole pour utiliser l'orthogonalité.

Relativement à la première approche, l'idée consiste à convertir en parallèle le flux binaire sériel, ensuite, chaque donnée binaire parallèle change ou maintient la polarité de sa forme d'onde correspondante. Enfin, la forme d'onde émise est une combinaison linéaire des différentes formes d'onde signées. Si on note  $\phi_i(t)$ , pour  $i = 0, 1, \dots, n-1$ , les formes d'onde d'Hermite. La forme d'onde envoyée pendant une période symbole a pour expression :

$$e_1(t) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \phi_i(t) \quad (3.19)$$

Le schéma fonctionnel de l'émetteur de ce système est montré dans la figure 4.1



**Figure 3.4 :** Implémentation directe de la transmission d'un seul symbole dans un système à 4 dimensions . Les  $\phi_i(t)$  sont les formes d'onde d'Hermite normalisées sur l'intervalle  $[t_0, t_4]$ .

A la réception, les données binaires véhiculées sur la  $j^{eme}$  forme d'onde peuvent être facilement récupérées en utilisant un corrélateur « integrate and dump ». Cette méthode est validée comme suit : en admettant que la synchronisation est parfaite, le signal composé  $e(t)$  est multiplié par  $\phi_j(t)$ . Le produit est intégré sur une période symbole. La polarité du résultat d'intégration est employée pour déterminer le symbole binaire qui a été envoyé. Puis, la sortie de l'intégrateur est initialisée pour la prochaine détection de symbole.

L'implémentation peut être exprimée par

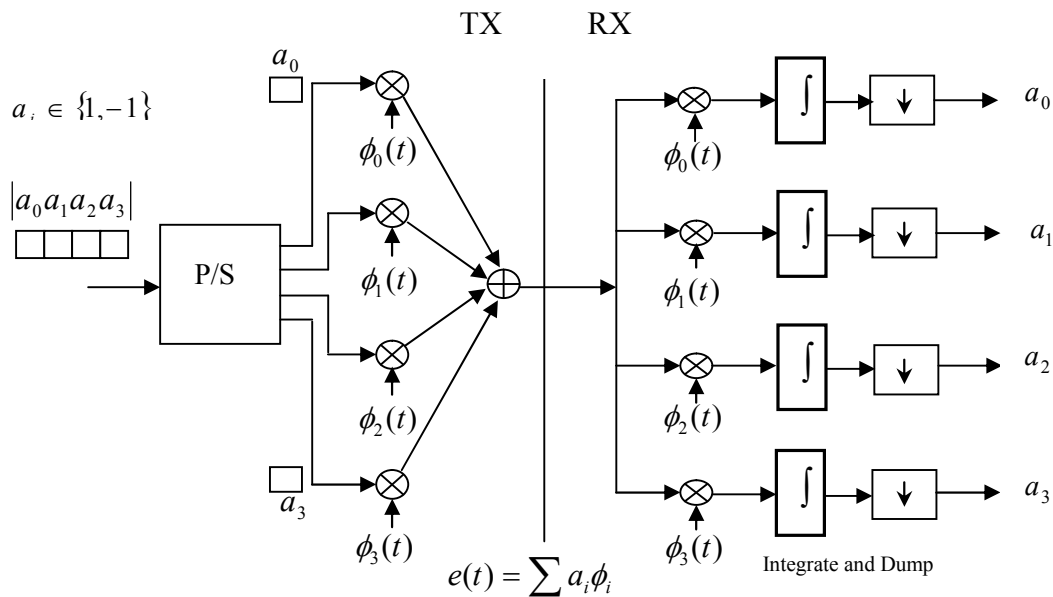
$$\int_0^{T_s} e(t) \cdot \phi_j(t) \cdot dt = \int_0^{T_s} \left[ \phi_j(t) \cdot \sum_{i=0}^{n-1} a_i \phi_i(t) \right] \cdot dt \quad (3.20)$$

$$= \sum_{i=0}^{n-1} a_i \int_0^{T_s} \phi_j(t) \cdot \phi_i(t) \cdot dt = a_j \delta_{jj}, \quad (3.21)$$

Où  $\delta_{jj}$  est le symbole de Kronecker.

L'orthogonalité élimine tous les termes dont  $i \neq j$  de la sommation. Ainsi, les données binaires portées sur une impulsion élémentaire n'interfèrent pas la détection des données binaires portées sur les autres.

Le corrélateur est un outil puissant pour la récupération des données. Cependant, le problème est qu'il exige la synchronisation parfaite de l'impulsion d'Hermite locale du récepteur au rythme la période symbole (signal reçu). Perdre cette simultanéité a comme conséquence l'interférence inter-symbole (ISI). De plus, la localisation du début du symbole sur les signaux composés du système multidimensionnel est difficile en raison du grand nombre de formes d'ondes transmises. Ce nombre augmente exponentiellement en fonction du dimensionnement du système. Par conséquent, le corrélateur peut être implémenté en passant le signal par un système linéaire invariant dans le temps. La synchronisation est seulement nécessaire à l'échantillon de sortie. Un simple schéma fonctionnel d'implémentation d'un système (émetteur-récepteur) en utilisant un détecteur à corrélation est montré sur la figure 3.5.



**Figure 3.5:** Schéma fonctionnel de l'implémentation du système « émetteur-récepteur ». Les récepteurs utilisent un détecteur à corrélateur « integrate and dump ».

Une manière alternative pour implémenter ce récepteur, donc, est de se servir de la convolution.

Considérons un système linéaire avec la réponse impulsionnelle  $\phi_s(t)$ . La réponse  $y(t)$  quand le système est conduit par un signal  $e(t)$  est donnée par

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(\tau) \cdot \phi_s(t - \tau) \cdot d\tau \quad (3.22)$$

Définissons la réponse impulsionnelle par

$$\phi_s(t) = \phi_m(-t + T_s) \quad (3.23)$$

La sortie du système devient

$$y(t) = \int_0^{T_s} e(\tau) \cdot \phi_m(t - [-\tau + T_s]) \cdot d\tau \quad (3.24)$$

Ainsi, à  $t = T_s$ , la sortie donne les mêmes résultats que ceux obtenus par le récepteur à corrélation.

$$y(T_s) = \int_0^{T_s} e(\tau) \cdot \phi_m(\tau) \cdot d\tau \quad (3.25)$$

En conséquence, cette deuxième approche consiste à utiliser une rangée de générateurs de formes d'ondes à temps discret comme montrée sur la figure 3.6.

Selon cette Figure, un train d'impulsions signées générées en entrée (représentant les bits antipodaux) avec un débit  $D_b$  est converti en  $N$  impulsions parallèles avec un débit plus faible et qui vaut  $D_b / N$ . Chaque impulsion parallèle est alors passé par un générateur correspondant de forme d'onde à temps discret, ce générateur produit une séquence d'échantillons  $\phi_i(k)$ , où  $k = 0, 1, \dots, (N_{fir} - 1)$ . Cette séquence d'échantillons de longueur  $N_{fir}$  représente la version discrète (échantillonnée) de la  $i^{eme}$  impulsion d'Hermite.

Un tel générateur de forme d'onde à temps discret peut être implémenté en utilisant un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (FIR). A ce stade de la démonstration, il est intéressant de rappeler qu'un filtre FIR d'ordre  $N_{fir}$  se compose d'un rang de coefficients,  $b_k$  où  $k = 0, 1, \dots, (N_{fir} - 1)$ . Sa réponse impulsionnelle est parfaitement représentée par les coefficients,  $b_k$ , du filtre.

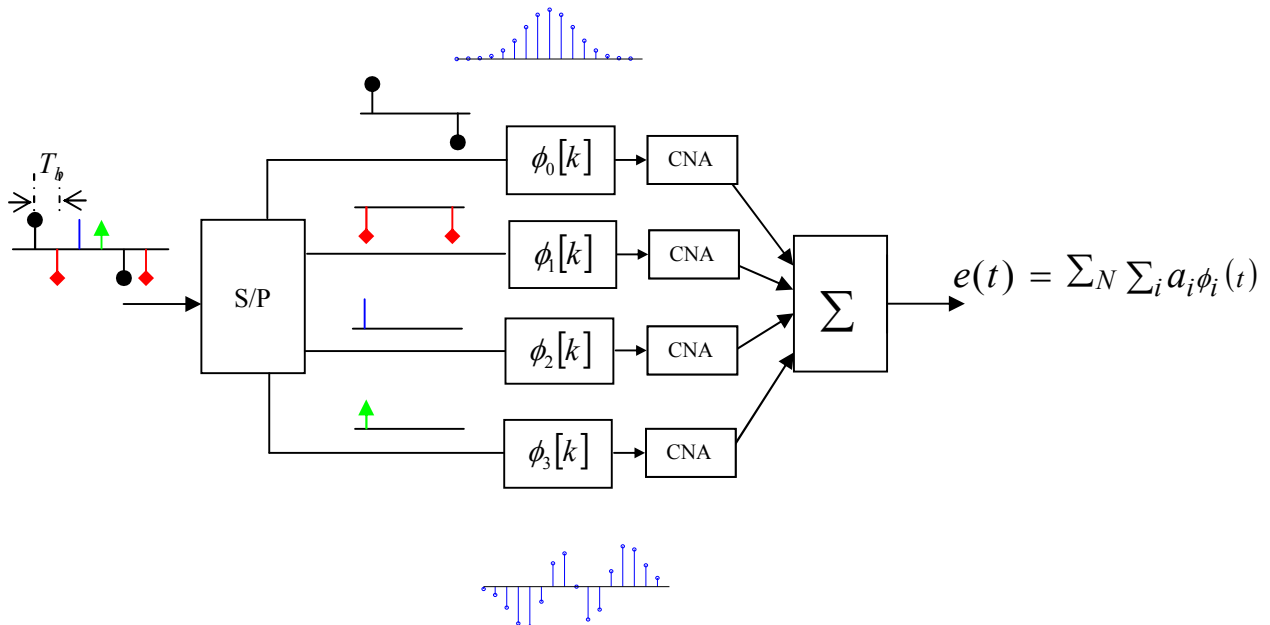
Les filtres FIR sont généralement connus et largement répandus en traitement numérique du signal. Pour obtenir La version continue de la forme d'onde envoyée, on se sert

d'un convertisseur numérique analogique (CNA) suivi par un filtre passe-bas. Par conséquent, les formes d'onde d'Hermite sont pratiquement réalisables.

La version discrète du signal analogique peut être convertie en forme d'onde continue sans repliement spectral <sup>(1)</sup> si la fréquence d'échantillonnage est deux fois plus supérieure que la largeur de bande du signal analogique. Si on note  $T_e$ , la période d'échantillonnage du générateur de forme d'onde ou l'espacement temporel entre deux échantillons adjacents. La valeur du  $K^{eme}$  échantillon de la séquence  $\phi_i(k)$  est  $\phi_i(k)_{t=KT_e}$ . Ainsi, le dernier échantillon est  $\phi(N_{fir}-1)$ , qui représente la valeur de l'impulsion à l'instant  $t = (N_{fir}-1) \times T_e$ . Puisque le symbole émis va durer  $NT_b$ , où  $T_b = 1/D_b$ , le nombre d'échantillons  $N_{fir}$  peut être déterminé par

$$N_{fir} = \frac{NT_b}{T_e} \quad (3.26)$$

Il est montré, dans [47], que la densité spectrale de puissance de la forme d'onde d'Hermite se trouve en dessous de  $0.625D_b$ , où  $D_b$  est le débit de transmission. La fréquence minimale d'échantillonnage qui empêche le recouvrement spectral est deux fois le débit binaire. Dans ce cas-ci la fréquence minimale d'échantillonnage devient  $1.25D_b$  et la période maximale d'échantillonnage  $T_e$  est  $T_b/1.25$ .

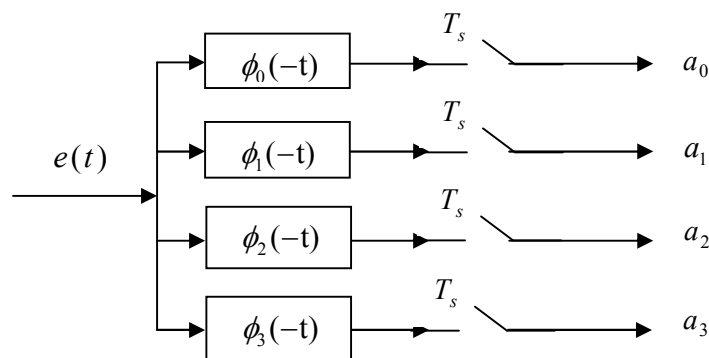


**Figure 3.6:** Schéma fonctionnel d'implémentation pratique à l'aide des filtres numériques FIR.

<sup>1</sup>.En anglais : spectral aliasing

Donc, la longueur minimale théorique de la séquence de sortie,  $N_{fir} = 1.25N$ , où  $N$  est la dimension de la forme d'onde composée. Puisque  $N_{fir}$  est l'ordre des générateurs FIR, il reflète leur complexité. Ainsi, la complexité de génération des formes d'onde d'Hermite en employant l'approche numérique, qui augmente linéairement avec la dimension  $N$  du signal de transmission.

La figure 3.7 illustre une implémentation alternative du récepteur en temps continu à l'aide des filtres adaptés<sup>(1)</sup> et des échantillonneurs.



**Figure 3.7 :** Un récepteur alternatif se sert des filtres adaptés et des échantillonneurs. Les filtres adaptés sont en fait des filtres numériques FIR.

Dans la pratique, les filtres à réponse impulsionnelle sous la forme d'une impulsion Hermitienne sont inexistantes. Alors que, la réalisation d'un détecteur à filtre adapté devrait être faite dans le domaine de temps discret.

Le signal reçu  $e(t)$  est d'abord numérisé sous forme des séquences  $e[k]$  et ensuite, filtré par un filtre numérique FIR dont la réponse impulsionnelle discrète  $\phi[k]$  est la forme d'onde d'Hermite échantillonnée. Un échantillonnage approprié donne les mêmes résultats que ceux obtenus par un détecteur à corrélation. Pour la convenance, la notation continue est employée.

<sup>1</sup> : Par définition, un filtre adapté est un filtre linéaire réalisable qui fournit à sa sortie un rapport signal à bruit maximal pour le signal auquel il est adapté.



### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, les fonctions d'Hermite sont étudiées. Ces fonctions sont dérivées des polynômes d'Hermite, elles peuvent être produites en utilisant la récursivité. Ensuite, la génération de leurs formes d'ondes pour les mettre en œuvre dans un système de transmission numérique, tout en gardant un certain pourcentage de l'énergie de l'impulsion sur la période symbole.

Enfin, pour implémenter ces formes d'ondes qui sont tenues en version tronquées, deux approches ont été proposées : l'une est basée sur l'utilisation des corrélateurs « Integrate & dump », l'autre s'articule sur l'utilisation des filtres numériques FIR et échantillonneurs. Le chapitre suivant introduit un système qui exploite ses formes d'ondes normalisées dans une configuration MIMO similaire à celle du système MIMO-OFDM.

## Chapitre 4

# Mise en œuvre du système MIMO à formes d'ondes d'Hermite

#### 4.1 Introduction :

Nous rappelons que l'objectif de cette thèse est l'étude du codage spatio-temporel dans les systèmes MIMO à formes d'ondes d'Hermite. Dans ce chapitre, nous proposons deux schémas de transmission MIMO avec deux antennes d'émissions et deux antennes de réceptions. Dans ces systèmes, nous associons la technique BICM au codage espace temps afin d'assurer à la fois un gain de codage et gain de multiplexage. Cette structure est connue dans la littérature par l'acronyme (ST-BICM : Space Time BICM). De plus, cette étude vise à tester l'impact de ce genre de formes d'ondes orthogonales sur les performances du système MIMO. Pour cela, nous substituons aux symboles OFDM, des symboles à formes d'ondes d'Hermite qui sont tenues en version tronquée, dans une architecture similaire à celle du MIMO-OFDM.

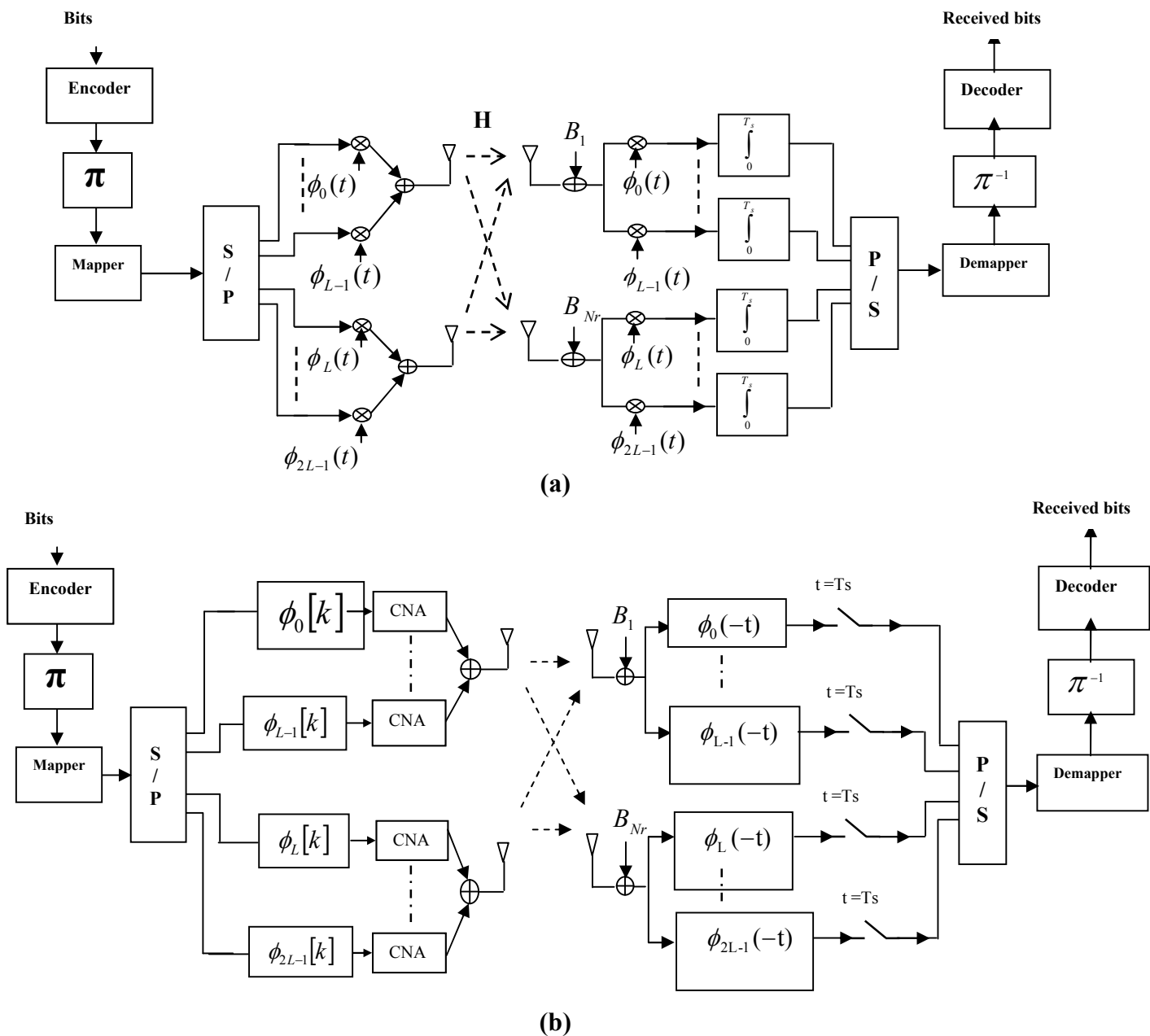
Les simulations comprennent trois parties :

- La première partie de l'étude vise à faire une comparaison entre les deux approches proposées (corrélateur et filtre adapté) en termes du taux d'erreur binaire, dans les architectures SISO et MIMO ( $N_t = N_r = 2$ ). Cette comparaison, nous permet de choisir l'approche la plus optimale.
- La deuxième partie a pour objectif d'examiner l'apport de la technique BICM associée à une configuration MIMO utilisant les formes d'ondes d'Hermite sur les performances globales du système. Dans cette partie, on examine l'influence de plusieurs paramètres, tel que le type du canal, de la modulation, du codeur et du mapping.
- la troisième partie a pour but de comparer le système MIMO utilisant les formes d'ondes d'Hermite et le système MIMO-OFDM avec et sans codage de canal.

### 4.2 Schémas du système MIMO à formes d'ondes

Les schémas MIMO à formes d'ondes proposés sont inspirés du schéma d'Alamouti avec deux antennes d'émission et deux antennes de réception. L'émetteur forme deux signaux dont chacun représente la somme de  $L$  impulsions d'Hermite modulées avant qu'il procède au codage spatio-temporel.

Le schéma de la figure (4.1-a) est basé sur la corrélation tandis que celui de la figure (4.1-b) se sert à la convolution. Dans ce cas, après le décodage spatio-temporel, les signaux reçus sont numérisés puis filtrés par des filtres numériques FIR.

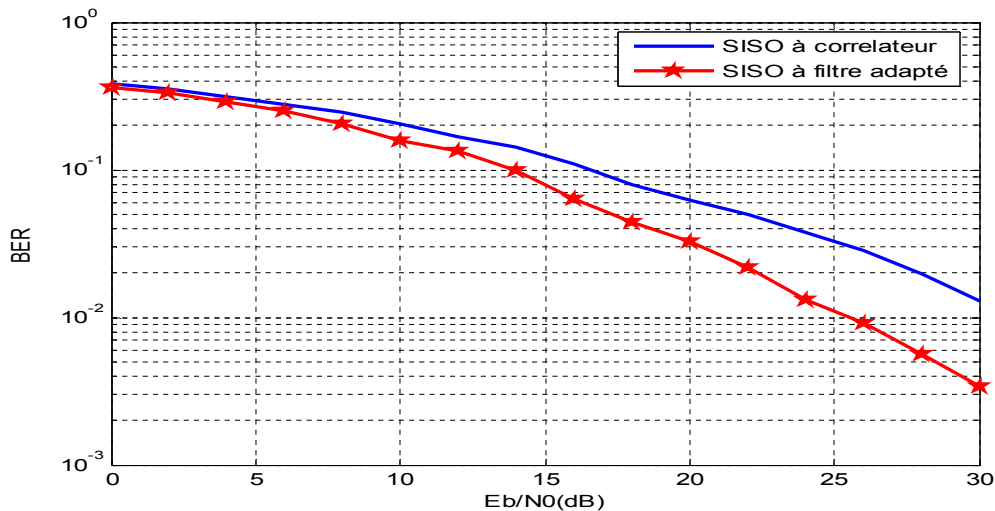


**Figure 4.1:** Schéma de transmission du système MIMO à formes d'ondes d'Hermite :  
 a) MIMO à corrélateur "Integrate & dump".  
 b) MIMO à filtre adapté et échantillonneur. "Matched Filter"

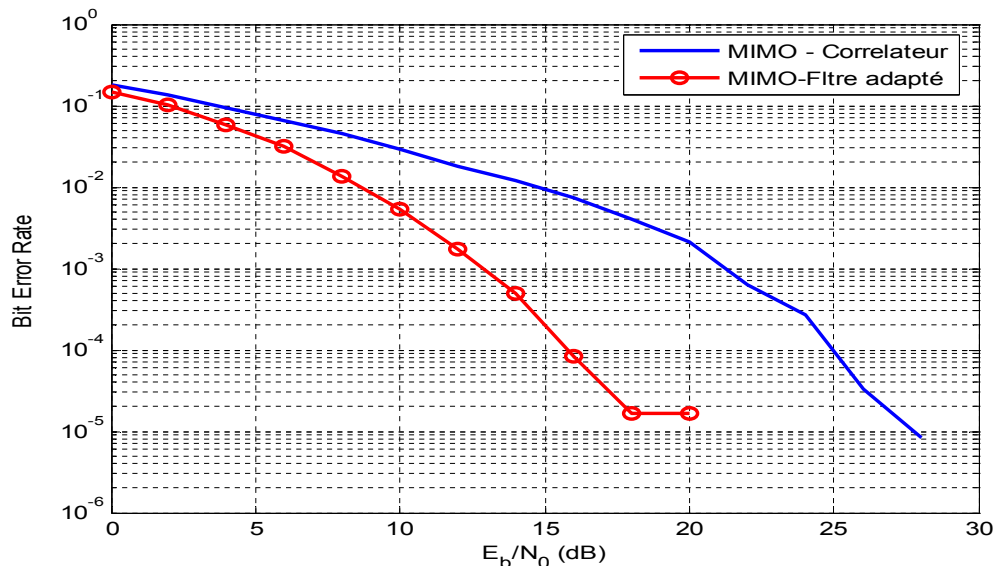
### 4.3 Comparaison des performances du système à corrélateur et celui de filtre adapté

Dans cette section, l'objectif est de comparer les performances des deux approches proposées dans le chapitre précédent. Cette étude nous permet de choisir la plus optimale.

Les simulations consistent à évaluer les performances des deux approches en configuration SISO et MIMO selon le schéma d'Alamouti ( $N_t = N_r = 2$ ), sur un canal à évanouissement de Rayleigh, en utilisant la modulation BPSK, 1000 trames de 12 bits chacune ont été transmises. Les figures 4.2 et 4.3 comparent les performances des deux approches.



**Figure 4.2 :** Comparaison des performances du système à corrélateur et celui à filtre adapté dans un système SISO, en utilisant la modulation BPSK sur un canal à évanouissement de Rayleigh.



**Figure 4.3 :** Comparaison des performances du système à corrélateur et celui à filtre adapté dans une architecture MIMO (2,2), en utilisant la modulation BPSK sur un canal à évanouissement de Rayleigh.

On remarque à partir de ces figures, que le système à formes d'ondes utilisant le filtre adapté est plus performant que le système à corrélateur. L'avantage du filtre adapté réside dans le fait qu'il maximise le rapport signal à bruit à sa sortie. Notons que les

simulations ont été faites sans codage de canal. Donc, dans la suite de cette étude, nous allons adopter le système à formes d'ondes basé sur l'utilisation d'une banque de filtres adaptés, associées ou non à un codage de canal, dans une architecture MIMO ( $N_t = N_r = 2$ ).

#### 4.4 Etude du système MIMO à formes d'ondes d'Hermite

Le système étudié dans cette partie est celui de la figure 4.1-b pour les raisons citées dans le paragraphe précédent. De plus, les filtres adaptés sont beaucoup plus utilisés dans les systèmes de transmission, contrairement aux corrélateurs qui ne sont pas pratiques du fait qu'ils exigent une synchronisation parfaite de la forme d'onde locale du récepteur au rythme du signal reçu. Cette synchronisation sera difficile quand le nombre de formes d'ondes est grand, ce qui conduit à la dégradation de performances.

#### 4.5 Paramètres de simulation

Dans cette simulation, on propose un système à deux antennes en émission et deux antennes à la réception (schéma d'Alamouti), en bande de base, le canal est supposé parfaitement connu par le récepteur. Les formes d'ondes d'Hermite sont tenues en version tronquées et normalisées avec un pourcentage d'énergie égale à 99.9 % de l'énergie contenue dans la forme d'onde d'ordre supérieure.

Au départ, les bits d'information sont codés par un codeur convolutif qui sert à introduire de la redondance dans l'information afin de permettre au récepteur de corriger les erreurs de transmission. En suite, les bits codés sont entrelacés par un entrelaceur aléatoire, convertis en symboles réels ou complexes selon le mapping choisi. Puis, chaque symbole module une forme d'onde.

Après la conversion série- parallèle, l'émetteur regroupe les formes d'onde modulées en formant deux signaux à transmettre  $e_1$  et  $e_2$  qui sont définis comme suit :

$$\begin{aligned} e_1(t) &= \sum_{i=0}^{L-1} a_i \phi_i(t) \\ e_2(t) &= \sum_{i=L}^{2L-1} a_i \phi_i(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Où  $a_i$  représente le  $i^{eme}$  symbole réel ou complexe,  $i = 0, \dots, 2L - 1$  et  $\phi_i(t)$  : La  $i^{eme}$  forme d'onde d'Hermite normalisée correspondante et  $L$  représente le nombre totale de formes d'ondes participant à la formation du signal à émettre.

Les signaux émis sont codés en espaces et en temps selon le nombre d'antennes en émission. Lors de son passage par le canal de transmission radio mobile, ces signaux subissent des atténuations dues à la fois à l'évanouissement du canal et au bruit additif Gaussien. Au niveau du récepteur, un décodage espace-temps est effectué afin de détecter les signaux émis. Ensuite, le récepteur procède, successivement, au filtrage au moyen d'un banc de filtres adaptés et échantillonneurs à la période symbole, conversion symboles /bits (Demapper), désentrelacement et enfin le décodage de l'information à l'aide de l'algorithme de Viterbi [50].

Dans cette partie, nous allons évaluer quelques résultats du système MIMO à formes d'ondes d'Hermite dans le domaine de temps discret, où les signaux reçus sont numérisés sous formes de séquences numériques filtrés par des filtres numériques FIR dont la réponse impulsionnelle discrète  $\phi[k]$  est la forme d'onde d'Hermite échantillonnée. Ces résultats sont en fonction de plusieurs facteurs qui agissent de manière différente tel que :

- Canal
- Taille de la trame
- Mapping
- La taille de la mémoire du codeur
- Type de codeur
- Rendement du code
- Type de modulation
- 

#### 4.5.1 Effet du canal

Le signal reçu par chaque antenne est modélisé par la somme des signaux émis, affectés d'un coefficient du canal, et par un bruit additif gaussien comme suit

$\mathbf{y}_{N_r} = \mathbf{H}_{N_r \times N_t} \mathbf{e}_{N_t} + \mathbf{B}_{N_r}$  Ou  $\mathbf{H}$  est la matrice du canal et  $\mathbf{B}$  est le bruit blanc additif Gaussien

Pour un canal Gaussien,  $\mathbf{H}$  est prise comme une matrice unitaire. Par contre pour un canal de Rayleigh  $\mathbf{H}$  est une matrice à nombres complexes représentant les coefficients d'évanouissements entre l'antenne émettrice  $i$  et l'antenne réceptrice  $j$ .

Les figures 4.4 et 4.5 montrent une comparaison entre les performances des systèmes MIMO non codé et MIMO-BICM (système codé) à codeur convolutif non systématique

(NSC) de rendement  $R_c = 1/2$ , 4 états, de séquences génératrices  $g_1 = [111] = 7_{octal}$  et

$g_2 = [101] = 5_{octal}$ , en utilisant la modulation 8PSK et le mapping Gray, sur un canal AWGN et Rayleigh.

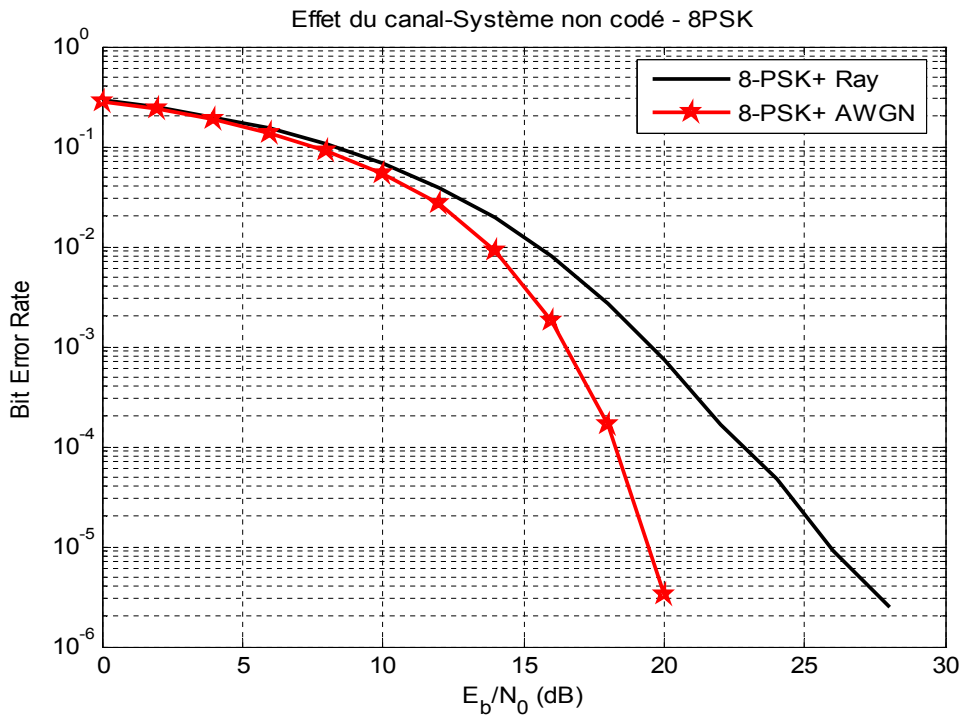


Figure 4.4 : Comparaison entre les performances du système MIMO non codé utilisant la modulation 8PSK sur un canal AWGN et Rayleigh.

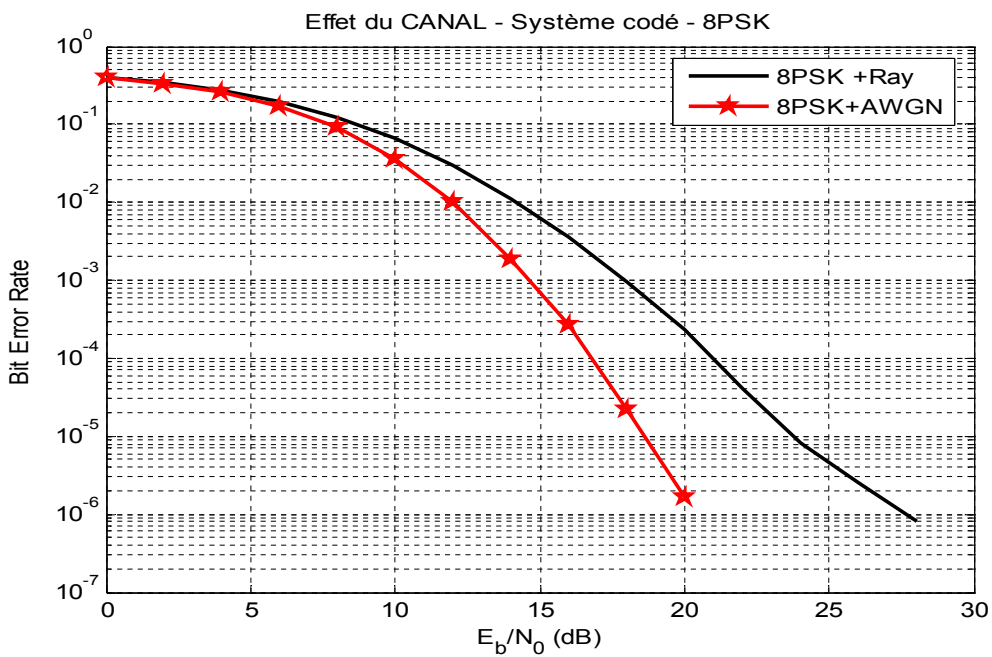


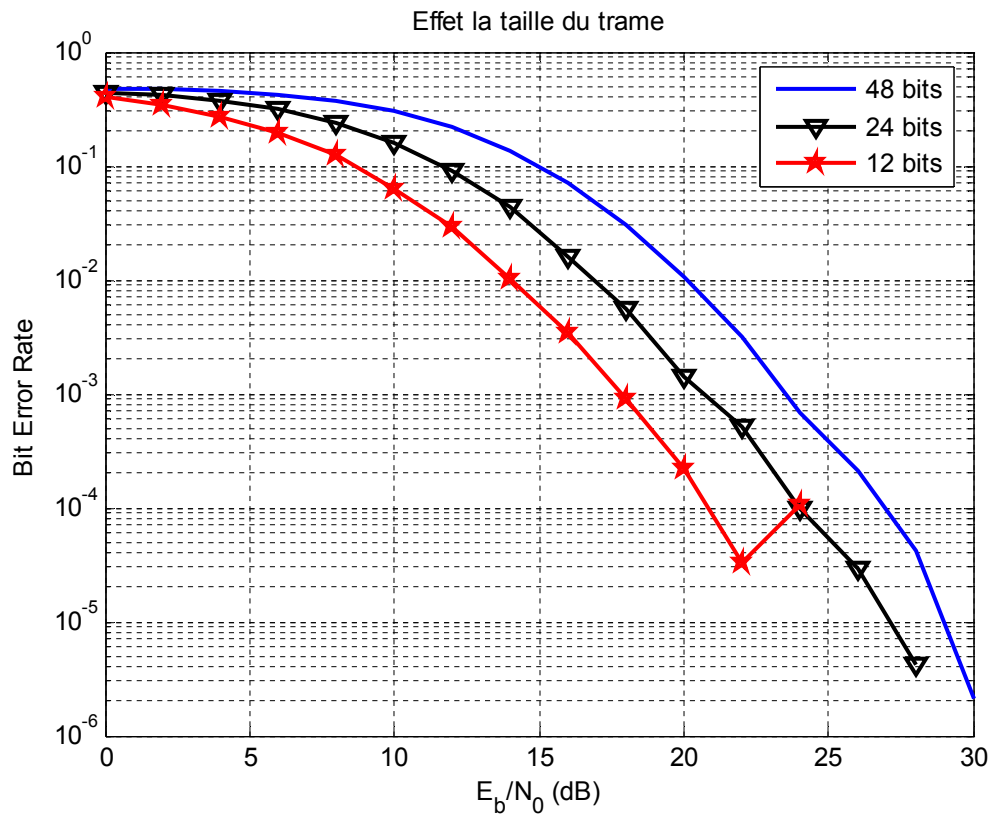
Figure 4.5 : Comparaison entre les performances du système MIMO codé utilisant la modulation 8-PSK sur un canal AWGN et Rayleigh.



Les figures 4.4 et 4.5 comparent les performances des deux systèmes : MIMO non codé et MIMO-BICM dit codé, en utilisant la modulation 8PSK, avec le mapping Gray sur les canaux AWGN et Rayleigh. Il est évident que le canal gaussien offre une meilleure performance comme il est montré dans les deux figures.

#### 4.5.2 Effet de la taille de la trame

La figure 4.6 montre les performances du système MIMO codé à base d'un codeur convolutif NSC de rendement  $R_c = 1/2$ , 4 états de séquences génératrices  $g_1 = [111] = 7_{octal}$  et  $g_2 = [101] = 5_{octal}$ , en utilisant la modulation 8PSK et le mapping gray sur un canal à évanouissement de Rayleigh et pour différentes tailles de la trame.

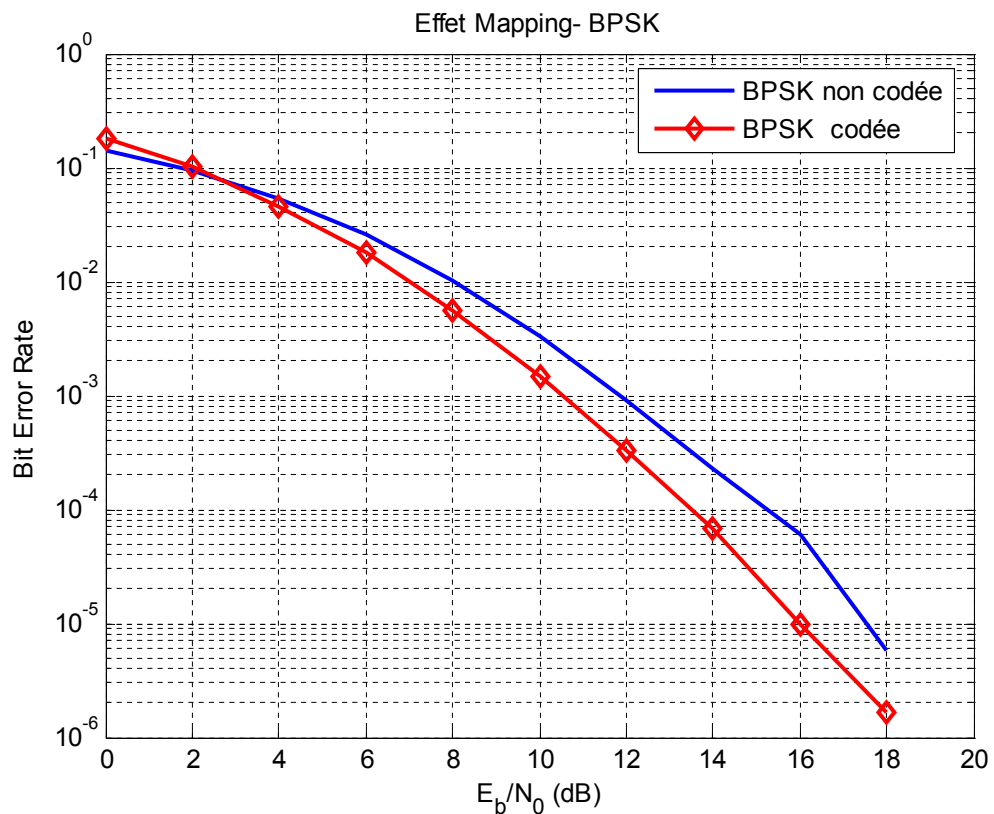


**Figure 4.6 :** Performances du système codé pour différentes tailles de la trame sur le canal à évanouissement de Rayleigh.

D'après la figure 4.6, on constate que la variation de la taille de la trame affecte beaucoup les performances du système MIMO codé à formes d'ondes. Donc, pour avoir des bonnes performances il faut diminuer la taille de la trame.

### 4.5.3 Effet de mapping

Les figures 4.7, 4.8, 4.9, 4.10 et 4.11 représentent les performances du système BICM, à base d'un code convolutif non systématique de rendement  $R_c = 1/2$ , 4 états, de polynômes générateurs  $g_1 = [111] = 7_{octal}$  et  $g_2 = [101] = 5_{octal}$ , utilisant les modulations BPSK, QPSK et 8PSK respectivement, sur un canal à évanouissement de Rayleigh pour les différents mapping, la taille de la trame est 12 bits.



**Figure 4.7:** Performances du système MIMO avec et sans codage de canal en utilisant la modulation BPSK sur le canal à évanouissement de Rayleigh.

La figure 4.7 montre les performances du système BICM (ou codé) à base de la modulation BPSK utilisant le mapping Gray. Dans cette figure, on a utilisé un seul mapping car chaque symbole de la modulation BPSK est formé d'un seul bit.

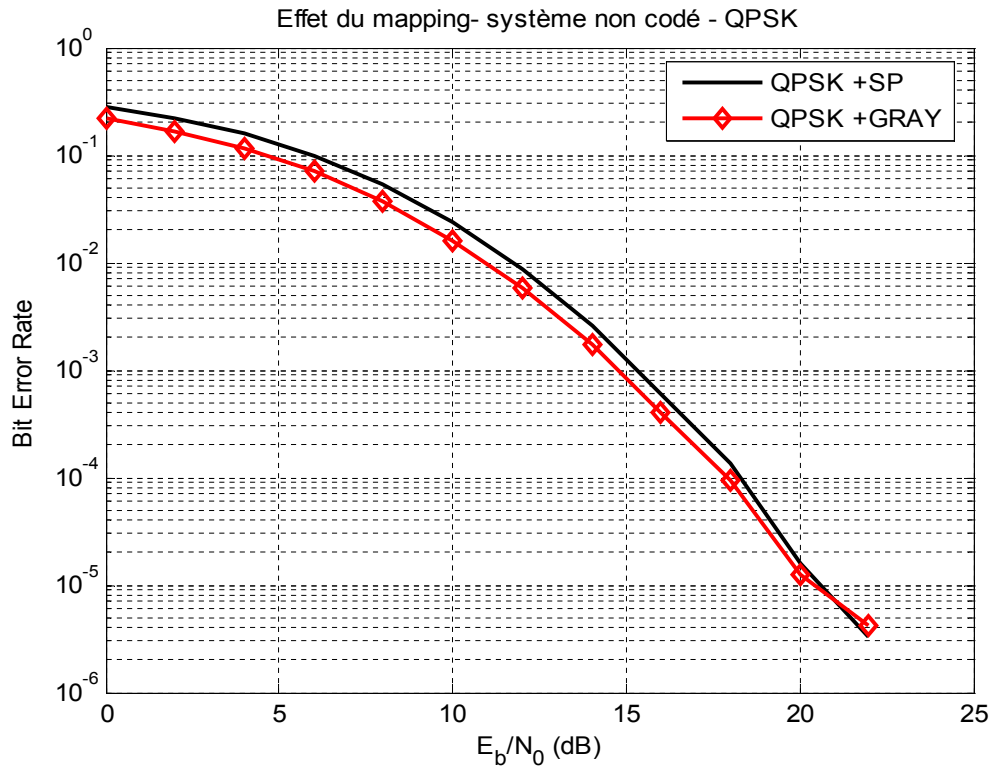


Figure 4.8: Performances du système MIMO non codé à base de la modulation QPSK sur le canal à évanouissement de Rayleigh.

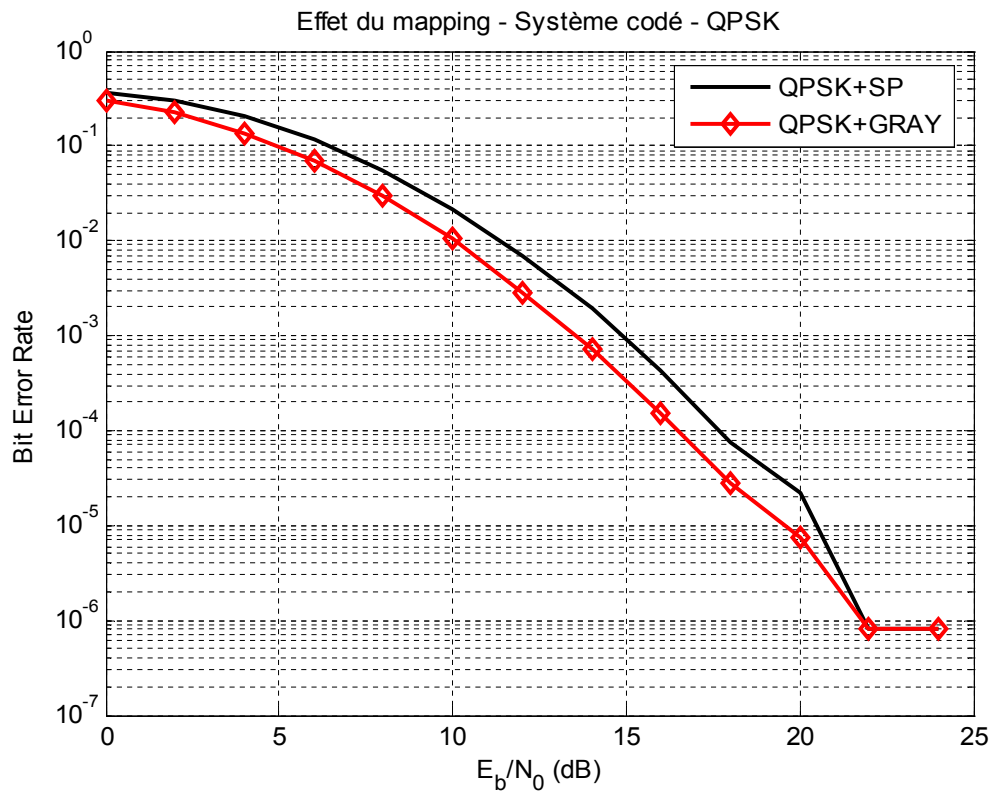


Figure 4.9 : Performances du système MIMO codé à base de la modulation QPSK sur le canal à évanouissement de Rayleigh

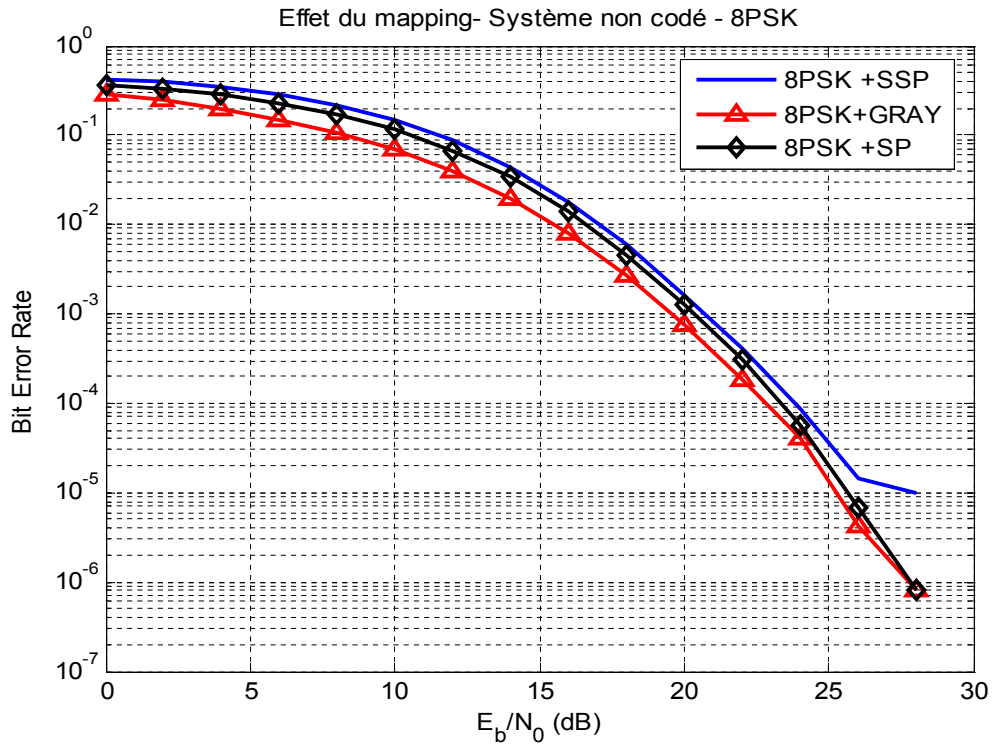


Figure 4.10 : Performances du système MIMO non codé à base de la modulation 8-PSK sur le canal à évanouissement de Rayleigh.

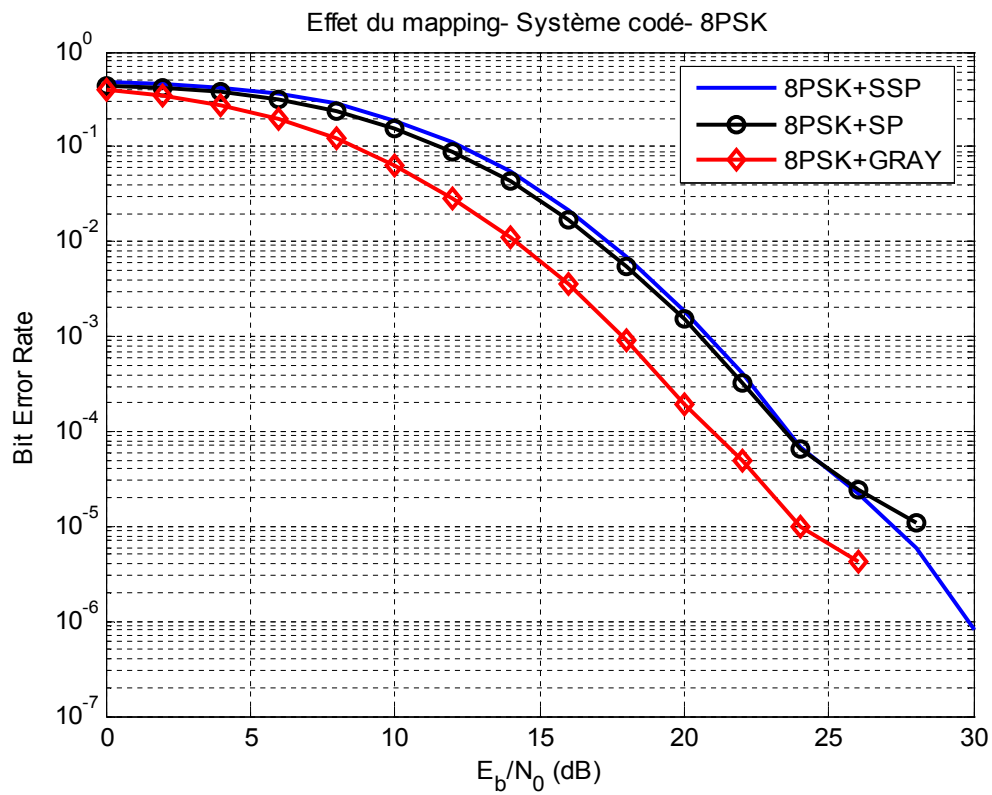


Figure 4.11 : Performances du système MIMO codé à base de la modulation 8-PSK sur le canal à évanouissement de Rayleigh.

Les figures 4.8, 4.9, 4.10 et 4.11 montrent l'importance du choix du type de mapping, il est clair que le mapping Gray conduit à des bonnes performances par rapport aux mapping SP et SSP, (Semi-Set Partitioning).

#### 4.5.4 Effet de la taille de la mémoire du code

Un codeur convolutif de type RSC ou NSC contient une mémoire pour stocker les  $m$  bits d'informations (états précédents du codeur). La taille de la mémoire du codeur est le nombre de bits qui peuvent être mémorisés dans le codeur. Elle est défini par :  $m = L-1$

Où  $L$  est la longueur du contrainte du code convolutif.

Des simulations sous Matlab ont prouvé que l'accroissement de la taille de la mémoire du codeur conduit, d'un côté, à une amélioration considérable des performances du système BICM. Et de l'autre côté, provoque une augmentation du temps de décodage qui est due à l'augmentation du nombre d'états du codeur.

La figure 4.12, illustre les performances du système à des codeurs convolutifs NSC de rendement  $R_c = 1/2$ , de longueurs de contrainte  $L=3$ ,  $L=4$  et  $L=5$  et de séquences génératrices  $(5, 7)_8$ ,  $(13, 17)_8$  et  $(37, 23)_8$  respectivement, en utilisant la modulation 8-PSK avec le mapping Gray et sur un canal à évanouissement de Rayleigh.

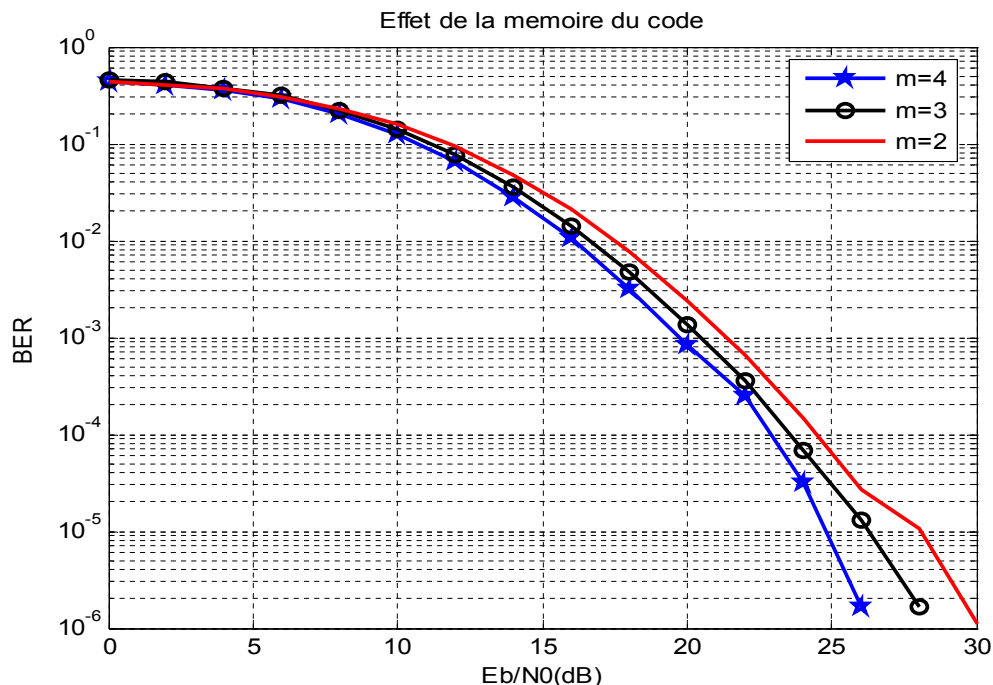
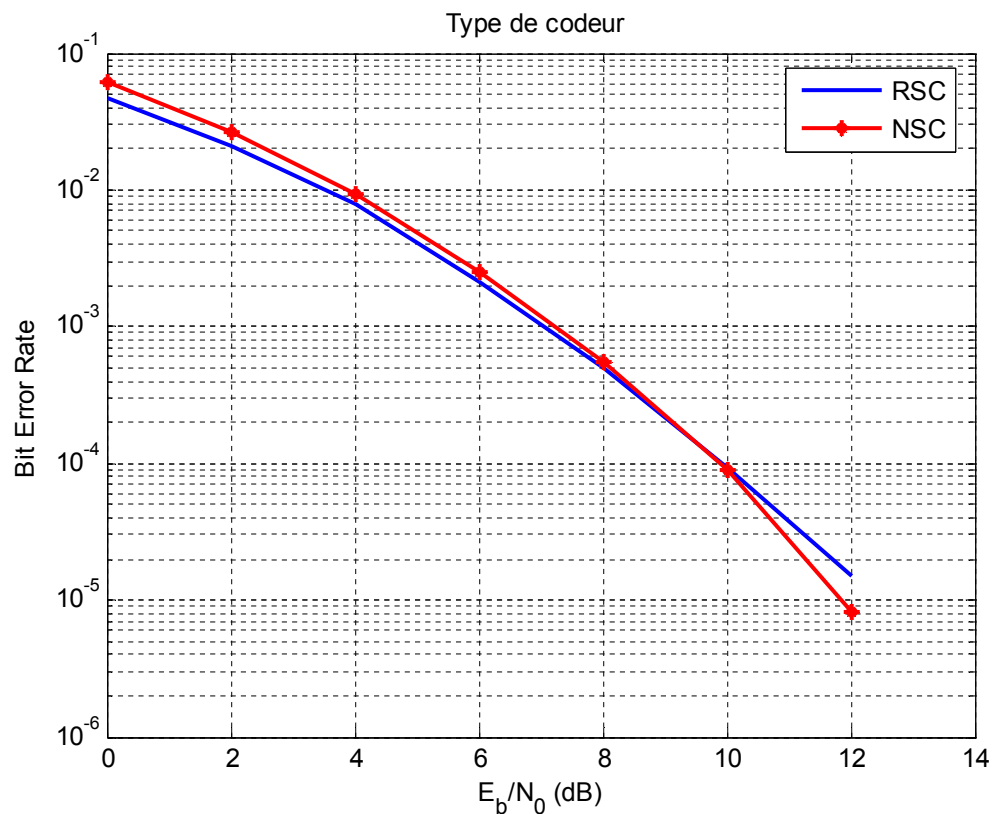


Figure 4.12 : Performances du système MIMO codé pour différentes tailles de la mémoire du codeur.

D'après La figure 4.12, on constate que l'augmentation de la taille de la mémoire du code contribue à l'amélioration des performances du système. Mais, le temps de décodage augmente exponentiellement.

#### 4.5.5 Effet du Type de codeur

Il est bien connu que le BER d'un codeur convolusionnel simple NSC (Non Systematic Code) est inférieur à celui d'un codeur systématique, ayant la taille  $m$  de la mémoire interne, pour des valeurs de SNR (Signal Noise Rate) élevées. La figure 4.11 illustre les performances du système BICM construit par un codeur convolutif récursif (RSC) et un codeur non systématique (NSC), de rendement  $R_c = 1/2$ , 4 états, de séquences génératrices  $g_1 = [111] = 7_{octal}$  et  $g_2 = [101] = 5_{octal}$ , en utilisant la modulation 8-PSK en mapping gray, la taille de la trame est 12 bits. La simulation est effectuée sur un canal à évanouissement de Rayleigh.

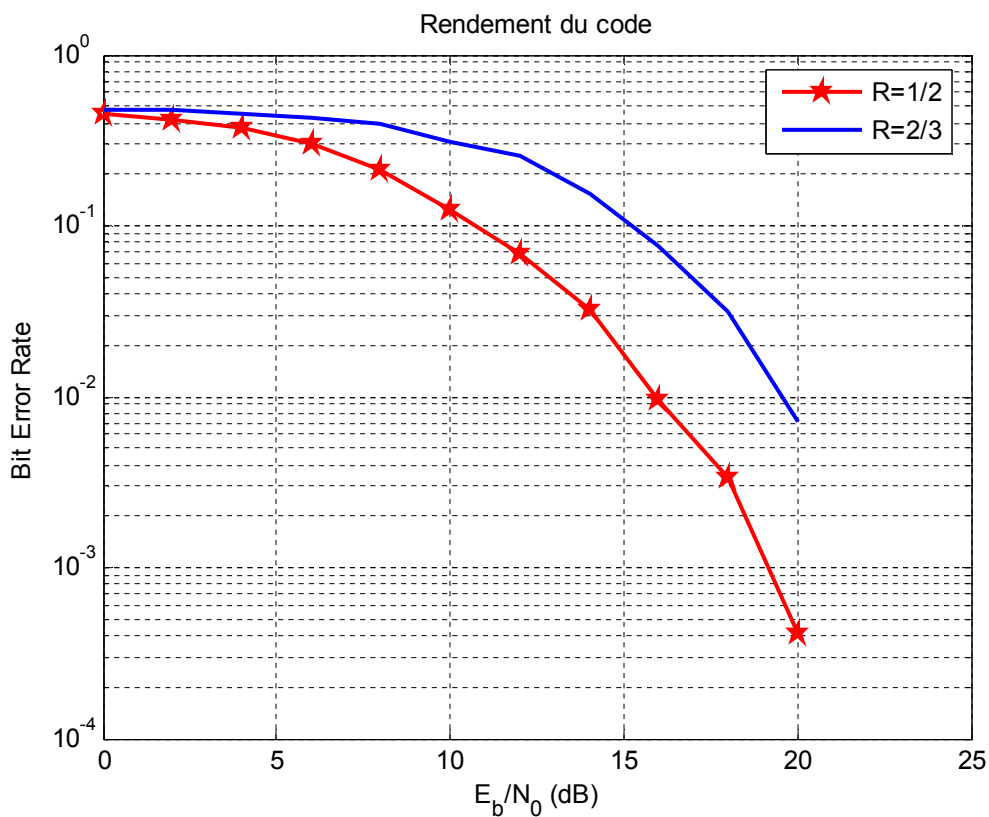


**Figure 4.13 :** Performances du système codé à base de deux types de codeurs (NSC et RSC) sur un canal à évanouissement de Rayleigh.

On remarque qu'à fort rapport signal à bruit, les performances du système à base d'un codeur NSC sont meilleures comparativement à celles du RSC.

#### 4.5.6 Effet du rendement du code

La figure 4.14 présente les performances du système BICM à base d'un codeur convolutif NSC pour le rendement  $R_c = 1/2$  et  $R_c = 2/3$  obtenu par poinçonnage à partir du code de rendement  $R_c = 1/2$ , 4 états, de mémoire  $m=2$  et de séquences génératrices  $g_1 = [111] = 7_{octal}$ ,  $g_2 = [101] = 5_{octal}$  de modulation 8-PSK utilisant le mapping Gray, sur un canal à évanouissement de Rayleigh. Le poinçonnage consiste au non transmission de certains bits codés.



**Figure 4.14** : Performances du MIMO codé pour différents rendements du code.

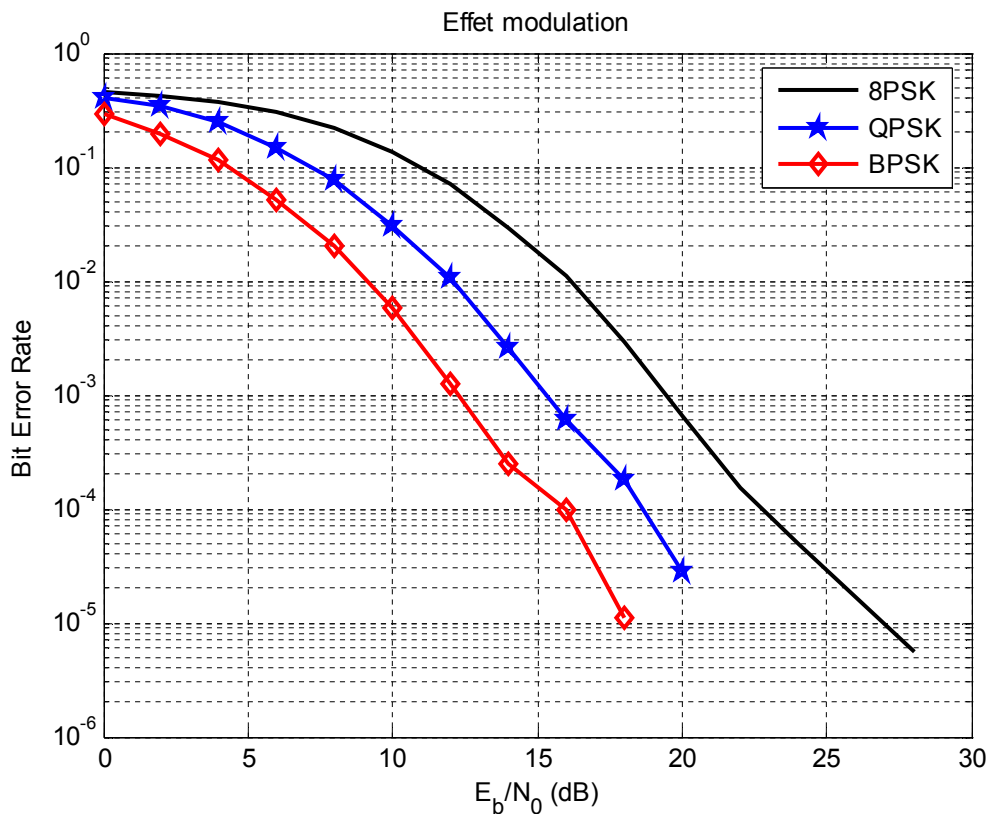
Dans cette figure, on constate que le code de rendement  $R_c = 1/2$  offre une bonne performance que le code de rendement  $R_c = 2/3$ , obtenu par poinçonnage.

Cela peut s'expliquer par le fait que plus le rendement est faible, le nombre de bits codés augmente, ce qui conduit à l'amélioration des performances du système.

#### 4.5.7 Effet du Type de la modulation

La figure 4.15 montre les performances du système MIMO codé, en utilisant un codeur convolutif NSC, de rendement  $R_c = 1/2$ , 4 états et de séquences génératrices

$g_1 = [111] = 7_{octal}$ ,  $g_2 = [101] = 5_{octal}$ , pour différents nombres d'états de modulation utilisant le mapping Gray, sur un canal à évanouissement de Rayleigh.



**Figure 4.15 :** Performances du système MIMO codé pour différents états de modulation sur un canal à évanouissement de Rayleigh.

D'après les résultats représentés dans cette figure, il est clair que les performances du système codé se dégradent quand le nombre d'état de la modulation est grand. Donc le choix du type de modulation dépend du niveau de taux d'erreur binaire voulu.



#### 4.6 Comparaison entre MIMO-OFDM et MIMO à formes d'ondes d'Hermite

Dans cette section, les simulations sont évaluées sous un canal quasi statique à évanouissement de Rayleigh dans une configuration spatio-temporelle, selon le schéma d'Alamouti ( $N_t=2$ ,  $N_r=2$ ).pour les deux systèmes (MIMO-OFDM et MIMO à formes d'ondes).

La comparaison est faite sans codage et avec codage basé sur un codeur convolutif de rendement  $R_c = 1/2$ , 4 états, de séquences génératrices  $g_1 = [111] = 7_{octal}$ ,  $g_2 = [101] = 5_{octal}$  en utilisant les modulations BPSK, QPSK et 8-PSK

Les deux systèmes sont semblables, la seule différence est que le second système consiste à substituer aux symboles OFDM des symboles à formes d'ondes discrètes ou filtres adaptés (deuxième approche).

Pour le système MIMO-OFDM simulé est sans intervalle de garde, la taille de la trame est fixé dans les systèmes à 12 bit, le nombre de porteuses (respectivement le nombre de Formes d'ondes d'Hermite) est égale au nombre de symboles réels ou complexes selon le type de modulation utilisé.

Le tableau ci- dessous résume les paramètres de cette simulation

Canal	MIMO ( $N_t = N_r = 2$ )		
Type de canal	Rayleigh i.i.d quasi-statique		
Codage de canal	code convolutif (5,7), 4 états, $R_c = 1/2$		
Entrelacement	pseudo aléatoire		
Taille de trame	12 bits d'information		
Mapping	Gray		
Détection	ML		
Modulation	BPSK	QPSK	8-PSK
Nombre de porteuses(ou Formes d'ondes)	24	12	8

**Tableau 4.1** : Paramètres de simulation des systèmes MIMO-OFDM et MIMO à Formes d'ondes

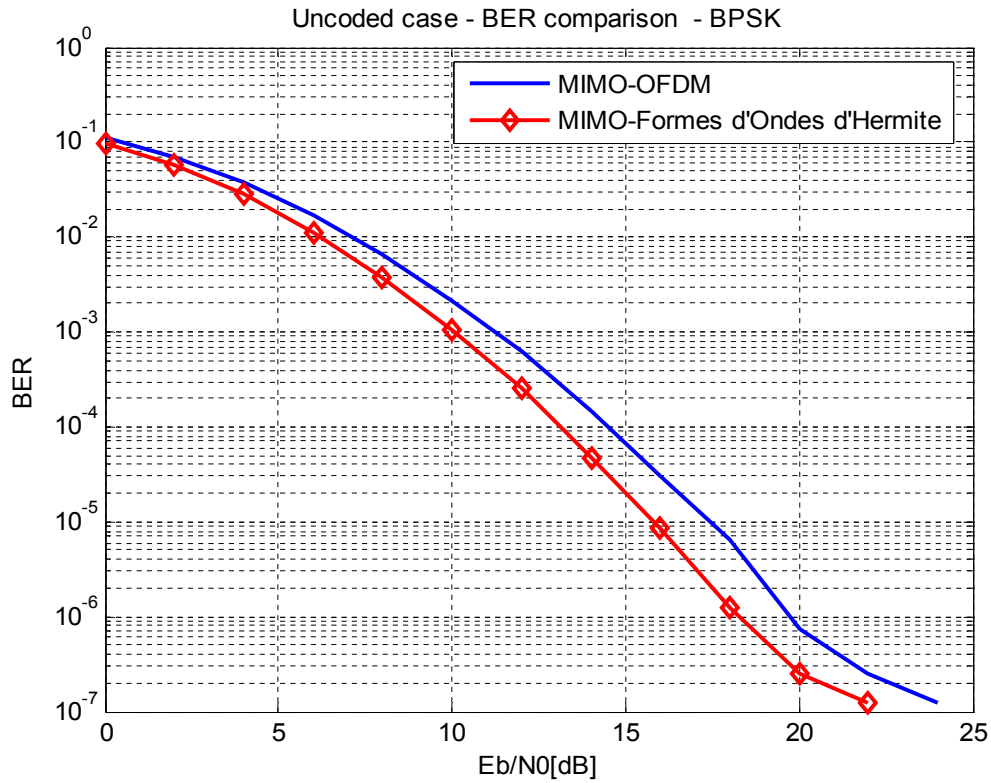


Figure 4.16 : Comparaison des performances des deux systèmes non codés pour la modulation BPSK.

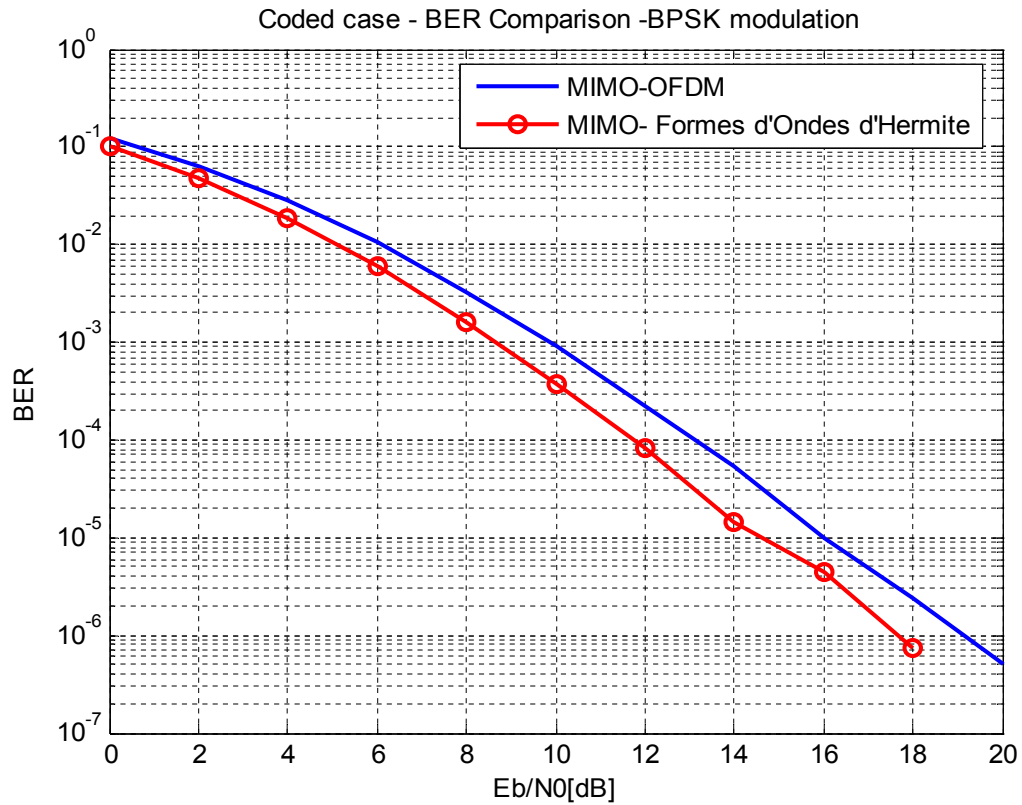


Figure 4.17 : Comparaison des performances des deux systèmes codés pour la modulation BPSK.

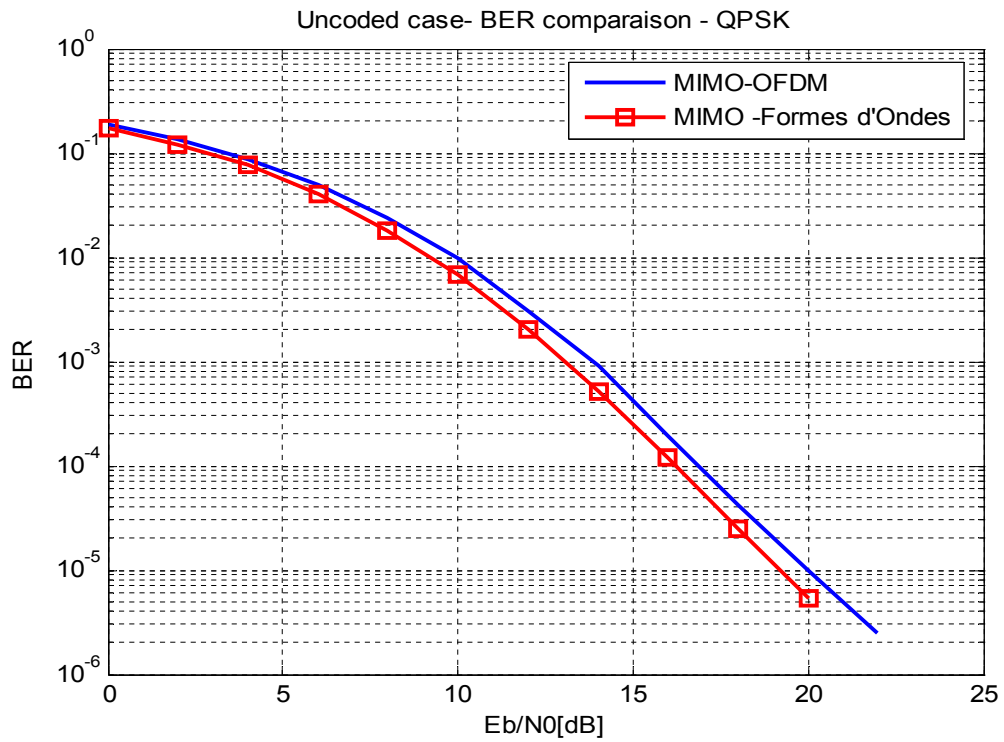


Figure 4.18 : Comparaison des performances des deux systèmes non codés pour la modulation QPSK.

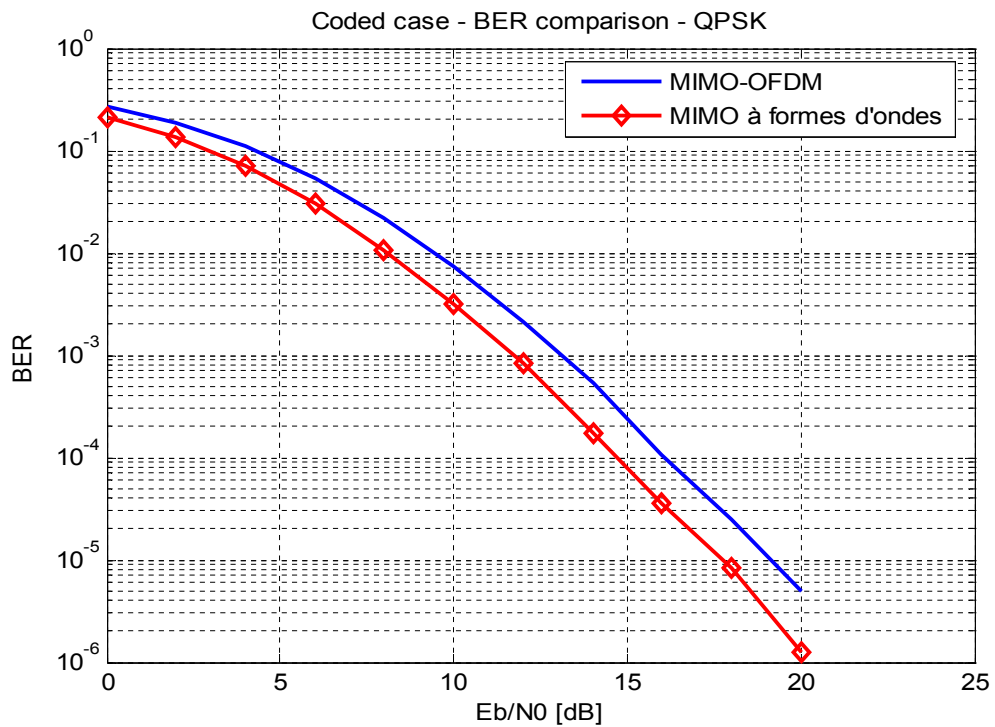


Figure 4.19 : Comparaison des performances des deux systèmes codés pour la modulation QPSK .

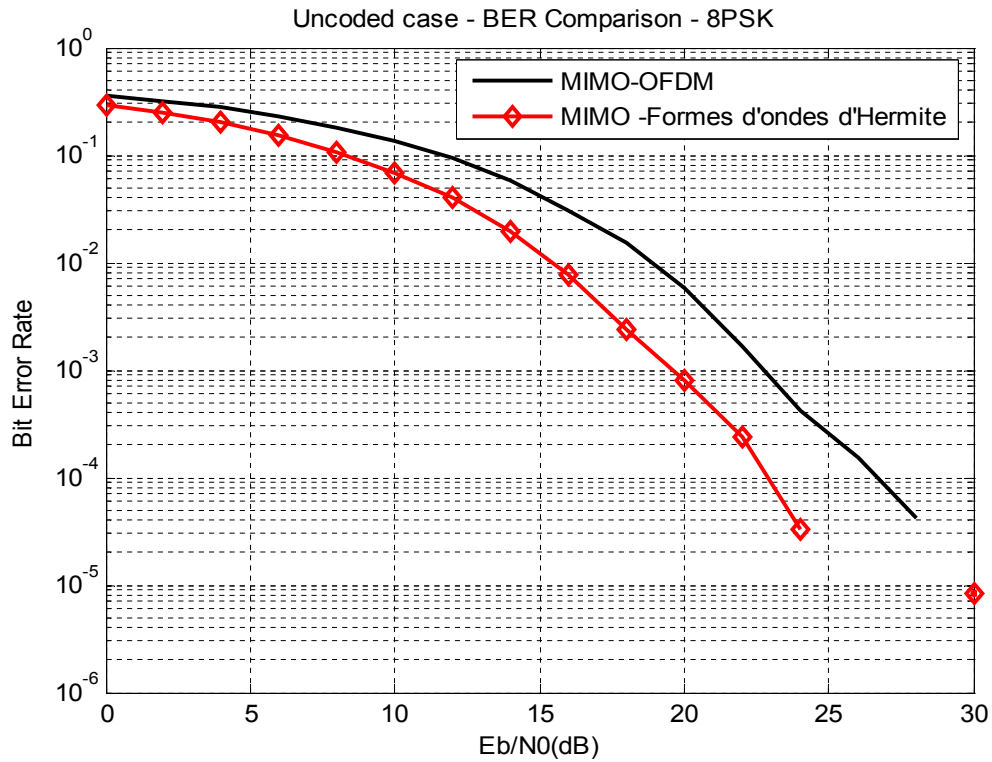


Figure 4.20 : Comparaison des performances des deux systèmes non codés pour la modulation 8-PSK.

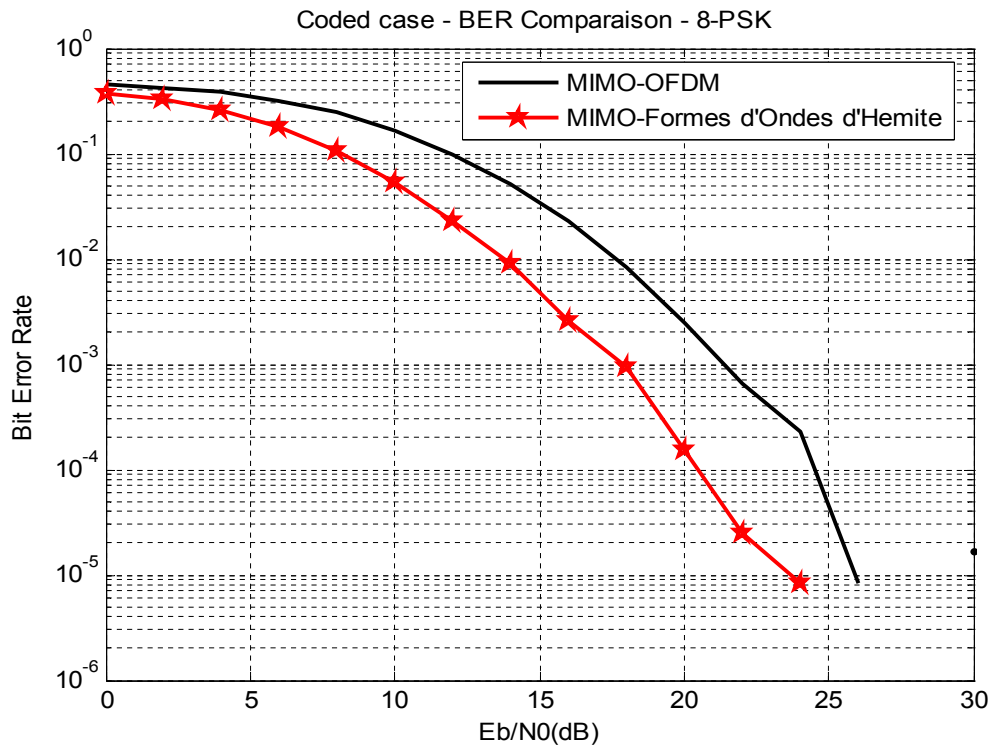


Figure 4.21 : Comparaison des performances des deux systèmes codés pour la modulation 8-PSK.

Les figures 4.16, 4.17, 4.18, 4.19, 4.20 et 4.21 montrent que le système à formes d'ondes offre des meilleures performances.

#### 4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'implémentation du système MIMO à formes d'ondes orthogonales avec deux antennes à l'émission et deux antennes à la réception. Pour cela, deux approches ont été proposées :

- Systèmes MIMO à corrélateurs.
- Systèmes MIMO à filtres adaptés et échantillonneurs.

Ce travail a été structuré en trois parties. Au départ, une comparaison entre les deux approches proposées qui nous ont permis d'adopter une telle approche par rapport à l'autre en raison d'implémentation pratique et de performance. L'approche qui répond à ces critères est celle de filtre adapté.

La seconde partie a été consacrée à l'étude du système MIMO codé à formes d'ondes discrètes ou à filtres adaptés. Dans cette partie, l'influence de plusieurs paramètres sur les performances du système est étudiée, à savoir : le canal, la taille de la trame, type de modulation, type de codeur, le mapping, type de codeur et rendement du code.

La dernière partie a été dédiée à une étude comparative entre le système MIMO à formes d'ondes et le système MIMO-OFDM pour différentes modulations, sur un canal à évanouissement de Rayleigh. Cette étude a montré que le MIMO à formes d'ondes d'Hermite présente des meilleures performances en termes de taux d'erreur binaire comparativement au MIMO-OFDM.

## Conclusion générale

Dans cette thèse, le codage espace-temps dans les systèmes MIMO à formes d'ondes orthogonales a été investigué. On a abouti à un schéma intégrant une chaîne complète de transmission MIMO, en bande de base, utilisant les formes d'ondes d'Hermite. Le codage de canal et la technique BICM (Bit-Interleaved Coded Modulation) ont été introduits dans ce système de transmission MIMO pour combattre l'effet des canaux à évanouissements et par la suite, l'amélioration des performances. Au niveau du récepteur, une détection ML classique est utilisée. Elle est optimale en termes de performance. Mais, sa complexité croît exponentiellement en fonction de la taille de la matrice du code espace-temps et l'ordre de la modulation ce qui la rend très difficile à implémenter.

Ce schéma de transmission comporte deux approches d'implémentation : la première utilise un banc de corrélateurs tandis que la deuxième se sert d'une rangée de filtres adaptés et échantillonneurs.

Cette conception est inspirée de la configuration MIMO-OFDM. Son idée principale est de substituer aux symboles OFDM des symboles à formes d'ondes d'Hermite qui sont choisies parmi plusieurs fonctions orthogonales en raison de leur efficacité spectrale. Ces formes d'ondes sont développées à partir des polynômes d'Hermite, ensuite, elles sont tenues en version tronquée afin qu'elles soient adaptées à la transmission numérique, tout en assurant un niveau acceptable de pourcentage d'énergie dans ces formes d'ondes.

Lors de cette étude :

- Une comparaison entre les deux solutions proposées a été effectuée dans une configuration mono-antenne et multi-antennes et elle a montré que celle des filtres adaptés et échantillonneurs est meilleure en raison de ces performances et son implémentation pratique.
- Une partie de ce travail a été consacrée à l'étude de l'influence de plusieurs paramètres tels que : le canal, le mapping, la modulation, le type de codeur, le rendement du code, la taille de la trame et de la mémoire du codeur sur les performances du système MIMO à formes d'ondes discrètes (ou à filtres adaptés) dans un aspect multi antennes avec ou sans BICM

- Une comparaison des performances en terme du taux d'erreur binaire entre le système MIMO-OFDM et celui à formes d'ondes d'Hermite utilisant les filtres adaptés a été effectuée sur un canal à évanouissement de Rayleigh, pour les modulations BPSK, QPSK et 8-PSK et elle a prouvée que le système proposé offre des bonnes performances en terme du taux d'erreur binaire.

Nous proposons, dans les futures études, d'aborder la faisabilité de la réception itérative qui permet d'améliorer beaucoup plus les performances de ce système MIMO à formes d'onde orthogonales.

# Matrice de codage espace-temps en bloc

## A.1 Deux antennes d'émission

### A.1.1 Code d'Alamouti

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

### A.1.2 SDM

$$\mathbf{S} = [s_1 \quad s_2] \quad (\text{A.2})$$

### A.1.3 DTST $2 \times 2$

$$\mathbf{S} = \sqrt{\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} s_1 + s_2 & s_3 + s_4 \\ s_3 - s_4 & s_1 - s_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

## A.2 Quatre antennes d'émission

### A.2.1 Code d'Alamouti Antenna Switched

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & 0 & 0 \\ -s_2 & s_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_3^* & s_4^* \\ 0 & 0 & -s_4^* & s_3^* \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

### A.2.2 Double Alamouti (DA)

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

### A.2.3 DTST $4 \times 2$

$$\mathbf{S} = \sqrt{\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} s_1 + s_2 + s_3 + s_4 & s_5 + s_6 + s_7 + s_8 & 0 & 0 \\ 0 & s_1 - s_2 + s_3 - s_4 & s_5 - s_6 + s_7 - s_8 & 0 \\ 0 & 0 & s_1 + s_2 - s_3 - s_4 & s_5 + s_6 - s_7 - s_8 \\ s_5 - s_6 - s_7 + s_8 & 0 & 0 & s_1 - s_2 - s_3 + s_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$



### A.2.4 DTST $4 \times 4$

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_1 + s_2 + s_3 + s_4 & s_5 + s_6 + s_7 + s_8 & s_9 + s_{10} + s_{11} + s_{12} & s_{13} + s_{14} + s_{15} + s_{16} \\ s_{13} - s_{14} + s_{15} - s_{16} & s_1 - s_2 + s_3 - s_4 & s_5 - s_6 + s_7 - s_8 & s_9 - s_{10} + s_{11} - s_{12} \\ s_9 + s_{10} - s_{11} - s_{12} & s_{13} + s_{14} - s_{15} - s_{16} & s_1 + s_2 - s_3 - s_4 & s_5 + s_6 - s_7 - s_8 \\ s_5 - s_6 - s_7 + s_8 & s_9 - s_{10} - s_{11} + s_{12} & s_{13} - s_{14} - s_{15} + s_{16} & s_1 - s_2 - s_3 + s_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

### A.2.5 Code de Jafarkhani

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

### A.2.6 SDM

$$\mathbf{S} = [s_1 \quad s_2 \quad s_3 \quad s_4] \quad (\text{A.9})$$

## A.3 Codes de Tarokh

### A.3.1 Codes Tarokh avec un rendement $R=1/2$ et trois antennes d'émission

$$\mathbf{S}_{G3} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.10})$$

### A.3.2 Codes Tarokh avec un rendement $R=1/2$ et quatre antennes d'émission

$$\mathbf{S}_{G4} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.11})$$

### A.3.3 Codes Tarokh avec un rendement $R=3/4$ et trois antennes d'émission

$$\mathbf{S}_{H3} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ -s_2^* & s_1^* & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.12})$$

### A.3.4 Codes Tarokh avec un rendement $R=3/4$ et quatre antennes d'émission

$$\mathbf{S}_{H4} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ -s_2^* & s_1^* & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} & \frac{(-s_2 - s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} & \frac{(s_1 + s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.13})$$

### A.3.2 Matrices de canal propres aux Codes Tarokh seulement.

$$\mathbf{H}_{G3} = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 & -h_3 & 0 & h_1^* & -h_2^* & -h_3^* & 0 \\ h_2 & h_1 & 0 & -h_3 & h_2 & h_1^* & 0 & -h_3^* \\ h_3 & 0 & h_1 & h_2 & h_3^* & 0 & h_1^* & h_2^* \\ 0 & h_3 & -h_2 & h_1 & 0 & h_3^* & -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.14})$$

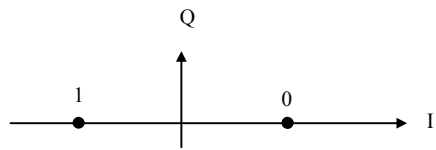
$$\mathbf{H}_{G4} = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 & -h_3 & -h_4 & h_1^* & -h_2^* & -h_3^* & -h_4^* \\ h_2 & h_1 & h_4 & -h_3 & h_2 & h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3 & -h_4 & h_1 & h_2 & h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & h_3 & -h_2 & h_1 & h_4^* & h_3^* & -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.15})$$

$$\mathbf{H}_{H3} = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & h_2^* & -\frac{h_3}{2} & -\frac{h_3^*}{2} & \frac{h_3}{2} & -\frac{h_3^*}{2} \\ h_2 & 0 & -h_1^* & \frac{h_3}{2} & -\frac{h_3^*}{2} & \frac{h_3}{2} & \frac{h_3^*}{2} \\ \frac{h_3}{\sqrt{2}} & \frac{h_3}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{h_1^* + h_2^*}{\sqrt{2}} & 0 & \frac{h_1^* - h_2^*}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.16})$$

$$\mathbf{H}_{H4} = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & h_2^* & \frac{h_4 - h_3}{2} & -\frac{h_3^* + h_4^*}{2} & \frac{h_3 - h_4}{2} & -\frac{h_3^* + h_4^*}{2} \\ h_2 & 0 & -h_1^* & \frac{h_3 - h_4}{2} & -\frac{h_3^* + h_4^*}{2} & \frac{h_3 - h_4}{2} & \frac{h_3^* + h_4^*}{2} \\ \frac{h_3 + h_4}{\sqrt{2}} & \frac{h_3 - h_4}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{h_1^* + h_2^*}{\sqrt{2}} & 0 & \frac{h_1^* - h_2^*}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.17})$$

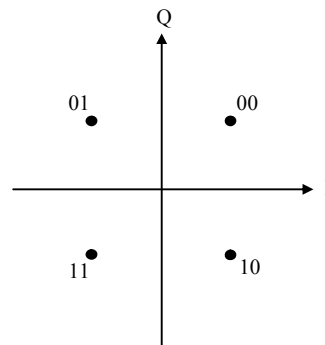
# CONSTELLATION

## B.1 Modulation BPSK

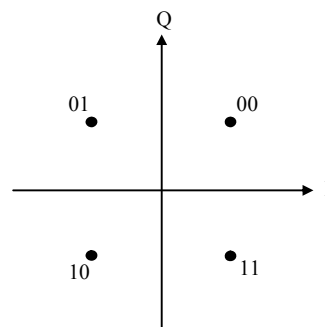


*Figure B.1 : Modulation BPSK*

## B.2 Modulation QPSK

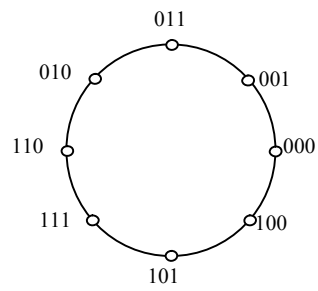


*Figure B.2.1 : Modulation QPSK avec le mapping Gray.*

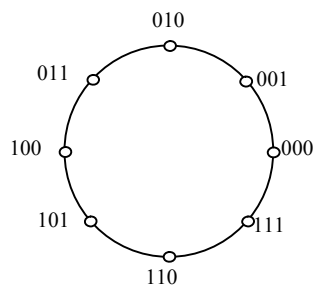


*Figure B.2.2 : Modulation QPSK avec le mapping SP.*

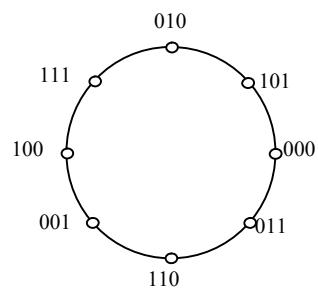
### B.3 Modulation 8-PSK



*Figure B.3.1 : Modulation 8PSK avec le mapping Gray.*

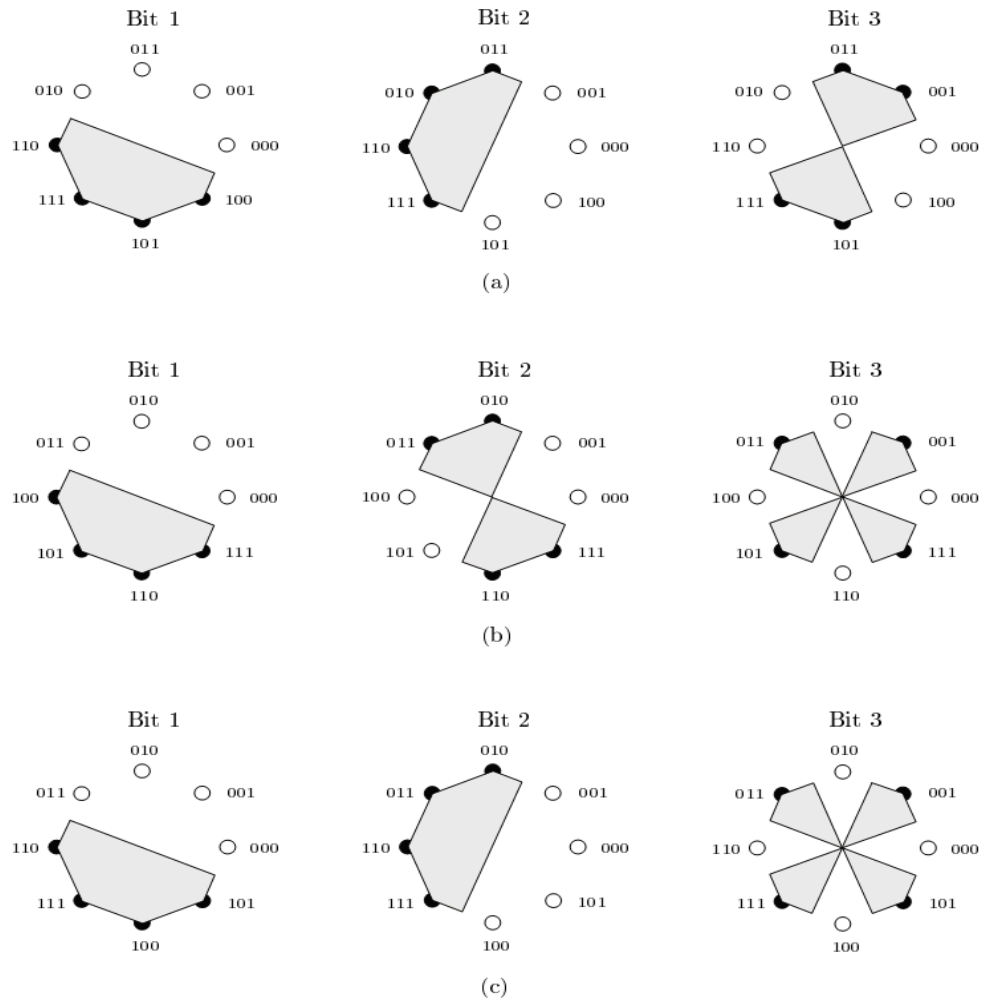


*Figure B.3.2 : Modulation 8PSK avec le mapping SP.*



*Figure B.3.3 : Modulation 8PSK avec le mapping SSP.*

## Différents types d'étiquetage pour la constellation 8-PSK



*Figure C : Représentation des trois types d'étiquetage et des régions de décision pour chacun des trois bits de la 8-PSK. (a) Gray, (b) Ungerboeck, (c) Mixte*

## Tableau D : Properties of the Hermite Polynomials [48]

1	$H_n(t) = (-1)^n e^{t^2} \frac{d^n e^{-t^2}}{dt^n} \quad n = 0, 1, 2, \dots$
2	$H_n(t) = \sum_{k=0}^{[n/2]} \frac{(-1)^k n!}{k!(n-2k)!} (2k)^{n-2k} \quad [n/2] = \text{largest integer } \leq n/2$
3	$e^{2n-x^2} = \sum_{n=0}^{\infty} H(t) \frac{x^n}{n!}$
4	$H_{2n}(0) = (-1)^n \frac{(2n)!}{n!}$
5	$H_{2n+1}(0) = 0, \quad H'_{2n}(0) = 0, \quad H'_{2n+1}(0) = (-1)^n \frac{(2n+2)!}{(n+1)!}$
6	$H_n(-t) = (-1)^n H_n(t)$
7	$H_{2n}(t) = \text{even functions}, \quad H_{2n+1}(t) = \text{odd functions}$
8	$H_{n+1}(t) - 2t H_n(t) + 2n H_{n-1}(t) = 0 \quad n = 1, 2, \dots$
9	$H'_n(t) = 2n H_{n-1}(t) \quad n = 1, 2, \dots$
10	$H_{n+1}(t) - 2t H_n(t) + H'_n(t) = 0 \quad n = 0, 1, 2, \dots$
11	$H''_n(t) - 2t H'_n(t) + 2n H_n(t) = 0 \quad n = 0, 1, 2, \dots$
12	$H_n(t) = \frac{(-1)^n 2^n e^{t^2}}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2 + j2tx} x^n dx \quad n = 0, 1, 2, \dots$
13	$e^{-t^2/2} H_n(t) = \frac{1}{j^n \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{jty} e^{-y^2/2} H_n(y) dy = \text{integral equation}$
14	$e^{-t^2/2} H_{2m}(t) = (-1)^m \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{\infty} e^{-y^2/2} H_{2m}(y) \cos ty dy$
15	$e^{-t^2/2} H_{2m+1}(t) = (-1)^m \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{\infty} e^{-y^2/2} H_{2m+1}(y) \sin ty dy$
16	$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-t^2} H_m(t) H_n(t) dt = 0 \quad \text{if } m \neq n$

17	$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-t^2} H_n^2(t) dt = 2^n n! \sqrt{\pi}$	$n = 0, 1, 2, \dots$
18	$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n H_n(t)$ $C_n = \frac{1}{2^n n! \sqrt{\pi}} \int e^{-t^2} f(t) H_n(t) dt$	$-\infty < t < \infty$
19	$\int t^k e^{-t^2} H(t) dt = 0$	$k = 0, 1, \dots, n-1$
20	$\int_{-\infty}^{\infty} t^2 e^{-t^2} H_n^2(t) dt = \sqrt{\pi} 2^n n! \left( n + \frac{1}{2} \right)$	
21	$\int_0^{\infty} x^n e^{-x^2} H(tx) dx = \frac{\sqrt{\pi} n!}{2} P_n(t)$	
22	$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-2t^2} H_n^2(t) dt = 2^{n-\frac{1}{2}} \Gamma \left( n + \frac{1}{2} \right)$	
23	$\frac{d^m H(t)}{dt^m} = \frac{2^m n!}{(n-m)!} H_{n-m}(t)$	$m < n$
24	$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-n^2 t^2} H_{2n}(t) dt = \frac{(2n)!}{n!} \frac{\sqrt{\pi}}{a} \left( \frac{1-a^2}{a^2} \right)^n$	$a > 0$
25	$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-t^2+2bt} H_n(t) dt = \sqrt{\pi} (2b)^n e^{b^2}$	$n = 0, 1, 2, \dots$



## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] S. M. Alamouti , « A simple transmit diversity technique for wireless communications ». IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, October 1998.
- [2] J. Le Masson, C. Langlais, and C. Berrou, « Linear precoding with low complexity MMSE turbo-equalization and application to the wireless LAN system ». In International Conference on Communications, ICC'05, May 2005.
- [3] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, «Near Shannon limit error correcting coding and decoding : Turbo-codes(1) » , in ICC'93, IEEE International Conference on Communications, vol. 2, May 1993, pp. 1064–1070.
- [4] C. Douillard, M. Jézéquel, C. Berrou, P. Dider, and A. Picart, « Iterative correction of intersymbol interference : turbo-equalization », European Transactions on Telecommunications, vol. 6, no. 5, pp. 507–512, September 1995.
- [5] A. J. Viterbi, « CDMA. Principles of spread spectrum communications». Addison-Westley, 1997.
- [6] M. Sellathurai and S. Haykin, « TURBO-BLAST for high-speed wireless Communications», in WCNC, IEEE Conference on Wireless Communications and Networking ,vol. 1, September 2000, pp. 315–320.
- [7] G. J. Foschini, « Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas». *Bell Laboratories Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.
- [8] G.R.B.OTHMAN, «Nouvelles constructions algébriques de codes spatio-temporels atteignant le compromis multiplexage-diversité». Ph.D, dissertation, ENST- Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, TELECOM Paris, 17 décembre 2004.
- [9] L. COLLIN, « Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance Minimale». Ph.D. Dissertation, Université de Bretagne Occidentale, Laboratoire LEST-UMR CNRS 6165, décembre 2002.
- [10] P.J. BOUVET, «Récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes». Ph.D. Dissertation, INSA Rennes - Institut National des Sciences Appliquées de Rennes Laboratoire Broadband Wireless Access, France Telecom division R&D, 2005.
- [11] O. BERDER, « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes», Ph.D. Dissertation, Université de Bretagne Occidentale, Laboratoire LEST-UMR CNRS 6165, décembre 2002.
- [12] P. Djiknavorian, «MIMO pour les nuls». Laboratoire de Radio télécommunications et du Signal Université LAVAL, édition révisé Janvier 2007.
- [14] D. L. Ruyet et al, «Systèmes MIMO et codage spatio-temporel », CNAM, France.

- [15] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, « Space–Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction ». *IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY*, VOL.44, NO.2, MARCH 1998.
- [16] G. J. Foschini & M. J. Gans, « On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas ». *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, 1998.
- [17] D. Karakolah, «Conception et prototypage d’un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec précodage linéaire». PHD, Dissertation, TELECOM Bretagne, 03 Nov 2009.
- [18] D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, «Fading correlation and its effect on the capacity of mutlielement antennea systems». *IEEE Trans. on Communications*, 48(3):502- 513, March 2000.
- [19] C. E. Shannon, « A mathematical theory of communication ». Technical journal, AT & T Bell Labs, October 1948.
- [20] E. Telatar, « Capacity of multiantenna gaussian channel ». Bell Labs. Tech. Memo. Juin 1995.
- [21] G. Caire and G. Colavolpe, « On space-time coding for quasi-static multiple-antenna Channels», *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 2, pp. 1078–1082, March 2001.
- [22] O. Tirkkonen, A. Hottinen, « Square-Matrix Embeddable Space–Time Block Codes for Complex Signal Constellations». *IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY*, VOL. 48, NO.2, FEBRUARY 2002.
- [23] G. D. Golden & al « Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture ». *Electronics Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 14–16, January 1999.
- [24] E. Zehavi, «8-PSK trellis codes for a Rayleigh fading channel ». *IEEE. Trans. Commun.* vol. 40, pp. 873–883, May 1992.
- [25] S. Lin and D. J. Costello, « Error Control Coding ». Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 1983.
- [26] G. Ungerboeck , « Channel coding with multilevel/phase signals ». *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 28(1):55–67, Jan. 1982.
- [27] G. Ungerboeck , « Trellis-coded modulation with redundant signal sets part1 and part2 ». *IEEE Communications Magazine*, 25(2):5–21, Feb. 1987.
- [28] A. Viterbi, J. Wolf, E. Zehavi et R. Padovani , « A pragmatic approach to trellis-coded modulation». *IEEE Communications Magazine*, 27(7):11–19, July 1989.
- [29] G. Caire, G. Taricco et E. Biglieri, « Bit-interleaved coded modulation ». *IEEE Trans. Inf. Theory*, 4:927–946, May 1998.

- [30] J.J. Boutros, F. Boixadera and C. Lamy, « Bit-interleaved coded modulations for multiple-input multiple-output channels ». In Proc. IEEE 6th Int.Symp. on Spread-Spectrum Tech. & Appli., pages 123–126, New Jersey, USA, Sept. 2000.
- [31] W. Stallings, «Réseaux et communication sans fil ». Pearson Education, Paris-France, Juin 2005.
- [32] K. Andrews, C. Heegard, and D. Kozen. « A theory of interleavers ». Computer Science Department. Cornell University, Tech. Rep., 1997.
- [33] S. B. Wicker, « Error control systems for digital communication and storage ». Prentice Hall, Inc., 1995.
- [34] J.G. Proakis, «Digital communications ». McGraw-Hill, New York, 1995.
- [35] S. L. Goff, «Signal constellations for bit-interleaved coded modulation ». IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 49, pp. 307–313, Jan. 2003.
- [36] Nghi H. Tran and Ha H. Nguyen, « A Novel Multi-Dimensional Mapping of 8-PSK for BICM-ID ». IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 6, NO. 3, MARCH 2007.
- [37] A. M. Tonello, «Space-time bit-interleaved coded modulation with an iterative decoding Strategy ». In Proceedings of VTC '00, (Boston, USA), pages 473–478, sept 2000.
- [38] L. Mroueh & al, «On the performance of the Golden code in BICM-MIMO system and in IEEE 802.11n standard ». Motorola Labs, Gif sur Yvette, France.
- [39] N. Le Josse & al, «Comparaisons de performances en turbo-égalisation MMSE pour des transmissions mono porteuses (SC) et multi-porteuses (OFDM) sur canaux MIMO sélectifs en fréquences ». Séminaire SCEE. TELECOM Bretagne, le 11 mars 2010.
- [40] I-Wei Lai & al, « Asymptotic BER Analysis for MIMO-BICM with Zero-Forcing Detectors Assuming Imperfect CSI». This full text paper was peer reviewed at the direction of IEEE Communications Society subject matter experts for publication in the ICC 2008 proceedings.
- [41] E. Akay and E. Ayanoglu. «Low Complexity Decoding of BICM STBC ». Center for Pervasive Communications and Computing. Department of Electrical Engineering and Computer Science The Henry Samueli School of Engineering University of California, Irvine Irvine, California 92697-2625.
- [42] Mitchell, C. and Kohno, R, «High Data Rate Transmissions Using Orthogonal Modified Hermite Pulses in UWB Communications ». International Conferences on Telecommunications, ICT 2003, vol. 2, pp. 1278-1283.
- [43] Michael, L. B., Ghavami, M. and Kohno, R, «Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication Using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulse». IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Digest of papers 2002, pp. 47-51.

- 
- [44] Win, M. Z. and Scholtz, R. A., «Impulse Radio: How It Works». IEEE Communications Letter, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, February, 1998.
- [45] Walton, M. R. and Hanrahan, H. E., «Hermite Wavelets for Multicarrier Data Transmission». Proceedings of South African Symposium on Communications and Signal Processing, pp. 40-45, August 1993.
- [46] Martens, J. B., « The Hermite Transform—Theory». IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 38, no. 9, pp. 1595-1606, September 1990.
- [47] W. Chongbure, « Digital Transmission by Hermite N-dimensional Antipodal scheme». Ph.D Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University February 11, 2004.
- [48] Poularikas A. D., « Hermite Polynomials, *The Handbobbk of Formulas and Tables for Signal Processing*». Ed. Alexander D. Poularikas, Boca Raton: CRC Press LLC, 1999.
- [49] Folland, G. B., Fourier Analysis and Its Application, Brook/Cole, California, 1992
- [50] A.J.Viterbi. « Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm ».IEEE Transactions on Information Theory 13(2), vol.4. pages 260- 269, Apr. 1967.
- [51] T. Ohtsuki, I. Sasase and S. Mori, « Trellis Position Coded Overlapping Multi-Pulse Pulse Modulation in Optical Direct-Detection Channel ». IEEE 1994
- [52] W.H.Thesling, F.Xiong and M.J.Vanderaar, «Practical 8-PSK block-coded modulation with convolutional codes and soft decision block codes for packet networks ». IEEE. Proc-Commun., Vol. 145, No. 4, August 1998.
- [53] R.sadr and W.J.Hurd, «Detection of signals by the Digital Integrate-and-Dump Filter With Offset Sampling». communication Systems Research Section ». TDA Progress Report 42-91 July-September 1987.
- [54] D. CAO & al , «Cubic Hermite Interpolation-based Channel Estimator for MIMO-OFDM».Journal of Computational Information Systems 6:14 (2010) 4699-4704.
- [55] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke , «Iterative Decoding o f Binary Block and Convolutional Codes». IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, VOL.42, NO. 2, MARCH 1996.
- [56] J.H. Winters, «On the Capacity of Radio Communication Systems with Diversity in a Rayleigh Fading Environment».IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS. VOL. NO. 5, JUNE 1987.
- [57] D. Seethaler & al, «Low-Complexity Soft Demodulation of MIMO-BICM Using the Line-Search Detector ». in Proc. IEEE ICC-2005, Seoul (Korea), May 2005, vol. 4, pp. 2447–2451 Copyright IEEE 2005.
- [58] G. Acosta, «OFDM Simulation Using Matlab». Smart Antenna Research Laboratory, Faculty Advisor: Dr. Mary Ann Ingram. August, 2000.

- 
- [59] J. Ventura-Traveset & al «Impact of Diversity Reception on Fading Channels with Coded Modulation— Part I: Coherent Detection».IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 45, NO. 5, MAY 1997.
- [60] G. Caire, G. Taricco and E. Biglieri «Capacity of bit-interleaved channels». ELECTRONICS LETTERS 6th June 1996 Vol. 32 No. 12.
- [61] G. L. STÜBER & al, «Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications». PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 92, NO. 2, FEBRUARY 2004.
- [62] C. Studer and H.Bölcskei, «Soft–Input Soft–Output Single Tree-Search Sphere Decoding». IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, VOL. 56, NO. 10, OCTOBER 2010.
- [63] D. Seethaler, G. Matz, and F. Hlawatsch, «EFFICIENT SOFT DEMODULATION IN MIMO-OFDM SYSTEMS WITH BICM AND CONSTANT MODULUS ALPHABETS». in Proc. IEEE ICASSP 2006, Toulouse, France, vol. IV, pp. 105–108, May 2006.
- [64] C. Gimmmler, T. Lehnigk-Emden, N. Wehn «Low-Complexity Iteration Control for MIMO-BICM Systems».21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2010.

## A new MIMO system using Modified Hermite Pulses Compared to MIMO-OFDM system

D.Naar<sup>1</sup>, M.Bouziyani<sup>2</sup>

<sup>1</sup> (Member in Laboratory: Telecommunications and Digital Signal Processing Djillali Liabes University of SidiBel Abbas .Algeria), <sup>2</sup> (Member in TDSP DLU Sidi Bel Abbas .Algeria)

---

**Abstract:** - This paper is intended to compare between a new MIMO system proposed using the Modified Hermite pulses and MIMO-OFDM system in the coherent case (the channel is supposed perfectly known by the receiver). The studied system exploit space time block coding and integrate the technique BICM as a powerful tool to ensure a robust communication. The estimate of the symbols in reception is articulated on the maximum likelihood criterion. Simulations results proved that the MIMO system using modified Hermite pulses offers better performances than the MIMO-OFDM system.

**Keywords:** - MIMO, Hermite pulses, STBC, OFDM, BICM.

---

### I. INTRODUCTION

The Hermite functions constitute an orthogonal waveforms. To be used as support of transmission, the operation requires that they must be normalized. At the receiver, the orthogonality of these functions guarantees the capability to recover the original data transmitted. The Hermite pulses and their applications were introduced in several papers. A new N-dimensional digital modulation technique based on the use of orthogonal waveforms derived from Hermite polynomials is studied in [3]. A novel modified Hermite polynomial functions for use in impulse radio (Ultra Wideband) communication is proposed in [4]. The work of [5] shows the effectiveness of the orthogonality of Hermite waveforms to increase data rate and to add error correction code to achieve reliable communication in a UWB system. The UWB system received much interest in recent years, thanks to these proprieties of use for short distance for communications in a dense multipath environment [6]. Another application of the Hermite waveform is that introduced in [7]. There, Hermite wavelets are used to replace sinusoid waves in multicarrier system in a high-rate digital subscriber loop (DSL). Our objective in this paper, is to exploit the orthogonal Hermite pulses in a system of transmission MIMO, and to compare its performances with its Counterpart MIMO OFDM.

To make the system reliable and optimal, the space-time coding is used if the channel is known perfectly by the receiver (coherent case). The system MIMO suggested in this article has two transmitting antennas and two reception antennas. To ensure a robust communication, the solution is to use the technique known as bit interleaved coded modulation (BICM). The organization of this work is as follows. In Section II, we describe the system overview of the MIMO system based on orthogonal Hermite Pulses. In this Section, we describe the receiving system. In Section III, we show the simulation results for the proposed system and those of system MIMO\_OFDM. Finally, section IV concludes the paper.

### II. SYSTEM OVERVIEWS

#### II. A-Channel Model

The idea of MIMO systems is to combine the spatial diversity at transmitter to the spatial diversity reception. This variety ensures safer communication and avoids the inconvenience associated with propagation conditions such as multipath and attenuation. Moreover, the probability of losing any information decreases exponentially with the number of uncorrelated antennas [1].

We use this product in a single-user model in a non-selective channel in frequency as limited to a narrow band.

This model consists of a matrix  $\mathbf{H}$ , each coefficient  $h_{ji}$  represents the complex transfer function that characterizes the path between the  $i^{th}$  transmitting antenna and the  $j^{th}$  receiving antenna. At the reception, each antenna receives the sum of symbols emitted simultaneously by each of the  $N_t$  antennas. The signal received by the  $j^{th}$  antenna can be written:

$$y_j = \sum_{i=1}^M h_{ji} s_i + b_j \quad (1)$$



Where  $b_j$  is a sample of Additive White Gaussian Noise (AWGN).

For  $N_r$  receiving antennas, the received vector  $\mathbf{y}$  can be written in the following matrix form:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{b} \quad (2)$$

With  $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{N_t}]^T$  the vector of symbols transmitted,  $\mathbf{H}$  the channel matrix of  $N_r \times N_t$  and  $\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_{N_r}]^T$  the vector of Additive White Gaussian Noise. We assume that  $E[ss^*] = \mathbf{I}_{N_t}$ ,  $E[bb^*] = \mathbf{R}$  (the correlation matrix of noise) and  $E[sb^*] = 0$ .

Several works are to assume that the elements of  $\mathbf{H}$  are uniformly distributed phase and amplitude follows a Rayleigh law. This model is typical of an environment with many echoes and a sufficient gap between the antennas. We also assume that the channel remains constant during transmission of a data block and the receiver knows the channel matrix  $\mathbf{H}$ . This knowledge can be obtained either by symbols of learning or by blind channel estimation. Figure 1 shows the MIMO model.

### II. B – Modified Hermite Pulses

It is clear that The Hermite orthogonal functions are not finite time functions. To be used as communication symbols, the Hermite functions need to be scaled to fit into a designated symbol period [3]. In this work, the Hermite Functions are scaled and adapted to the digital transmission according to a numerical method listed in [3]. It is supposed that the Hermite pulses contain almost the same quantity of energy which is equal to the unit.

### II. C- Transmission System

The BICM-MIMO using Hermite pulses is depicted in Fig. 1. The information bits are first encoded by a rate- $r$  convolutional encoder. The coded bits are then interleaved by a random permutation. The interleaved coded bits are mapped to complex symbols in the considered phase constellation. After the mapping, the symbols are carried on a corresponding Hermite Waveforms. The complex symbols are then split into two sub-blocks, corresponding to the two transmit antennas. The signals to be transmitted to the two antennas in one symbol period are described as follows:

$$s_1(t) = \sum_{i=0}^{N/2-1} c_i g_i(t) \quad (3)$$

$$s_2(t) = \sum_{i=N/2}^{N-1} c_i g_i(t) \quad (4)$$

Where  $c_i$  is the  $i^{th}$  complex symbol (or real symbol) and  $g_i(t)$  is corresponding basis pulse.

The signals  $s_1$  and  $s_2$  are organized in space and time according to Alamouti space time coding by forming the following code matrix.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

The rows 1 and 2 of the matrix correspond to the signals transmitted from antennas 1 and 2 respectively. The columns correspond to the first symbol period and second symbol period.

The received signals, after passing through the channel for two symbol periods are expressed by :

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \quad (6)$$

After space time decoding, the data carried on the  $p^{th}$  basis orthogonal Hermite pulses can be recovered by using a correlator detector “integrate and dump”.

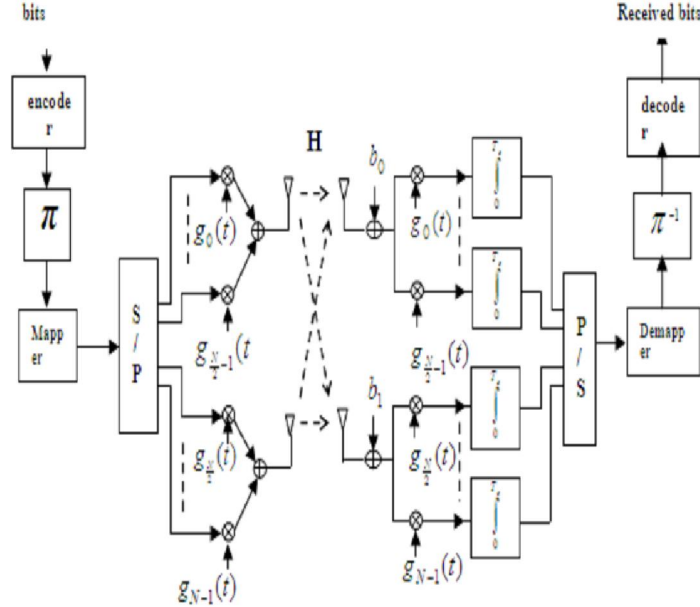


Fig.1 : A Block Diagram of the MIMO system Based on Modified Hermite Pulses.

Let  $s_1(t)$  is signal received by antenna 1. Assuming that synchronization is perfect, the signal  $s_1(t)$  is multiplied by  $g_p(t)$ . Then the product is integrated over the symbol period. The implementation can be expressed as:

$$\int_0^{T_s} s_1(t)g_p(t).dt = \int_0^{T_s} \left[ g_p(t) \sum_{i=0}^{N-1} c_i g_i(t) \right] dt = \sum_{i=0}^{N-1} c_i \int_0^{T_s} g_p(t) \cdot g_i(t) \cdot dt = c_p \delta_{pp} \cdot (7)$$

Where  $\delta_{pp}$  is a positive constant.

### III. SIMULATION RESULTS

#### III-A: Simulation Parameters

In this section, we analyze the performance of MIMO-OFDM system without guard interval and the proposed system which is based on modified Hermite pulses. Simulations are conducted in Rayleigh fading channel. It is assumed that perfect CSI is known at the receiver.

#### III-B: Performance Comparison

Fig.2 and 3 show uncoded BER performances of MIMO-OFDM system and MIMO based on Modified Hermite pulses with  $2 \times 2$  antennas in i.i.d. fading channels. As shown in Fig.1, the simulation is carried out BPSK and QPSK modulation technique with using Alamouti space time coding. The receiver use a hard decision to decode the transmitted bits.

Fig.4 and 5 show the BER performance comparison of MIMO-OFDM and The MIMO based on Modified Hermite Pulses when the BICM (Bit Interleaved Coded Modulation) is used with [5 7] encoder.



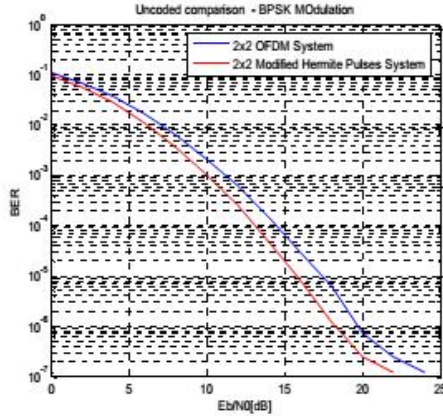


Fig.2: The uncoded BER Performance comparison of MIMO-OFDM system and MIMO Using Modified Hermite Pulses (MPH) for a BPSK modulation

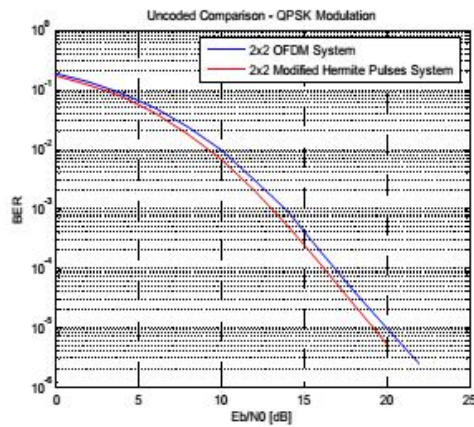


Fig.3: The uncoded BER Performance comparison of MIMO-OFDM system and MIMO Using Modified Hermite Pulses (MPH) for a QPSK modulation

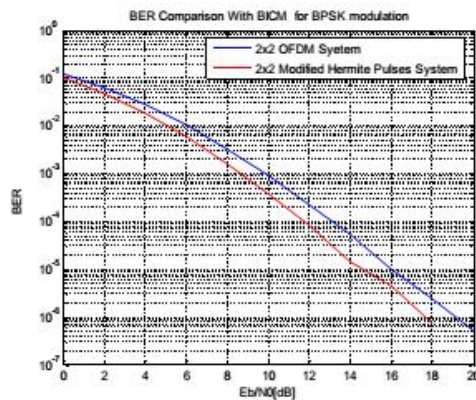


Fig.4: The coded BER Performance comparison of MIMO-OFDM system and MIMO Using Modified Hermite Pulses (MPH) for a BPSK modulation with [5 7] encoder

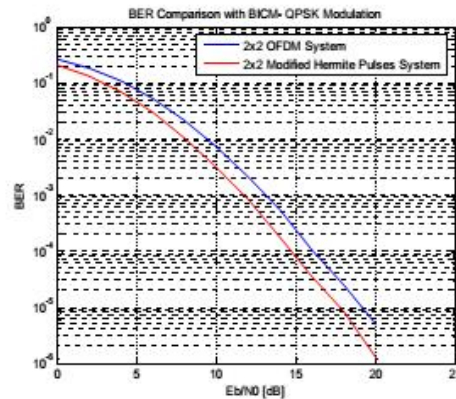


Fig.5: The coded BER Performance comparison of MIMO-OFDM system and MIMO Using Modified Hermite Pulses for a QPSK modulation with [5 7] encoder

#### IV. CONCLUSION

In this paper, the performance of the MIMO system using Hermite orthogonal functions compared to the MIMO- OFDM system is studied. In this context, we combined with BICM technique. As a result, MIMO system based on Hermite pulses provides a very high performance, and easy to decode system for broadband wireless communications.

#### REFERENCES

- [1]. Alamouti S., "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Comm., vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [2]. G. Caire, G. Taricco, E. Biglieri, "Bit-interleaved coded modulation," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp.927-946, May1998.
- [3]. W. Chongbure, « Digital Transmission by Hermite N-dimensional Antipodal scheme ». Blacksburg, Virginia, pages 9-19. February11, 2004
- [4]. M.Ghavami, L.B.Michael, S.Haruyama, and R.Kohno, "A novel UWB pulse shape modulation system ," Kluwer International Journal on Wireless Personal Communications, vol. 23, no.1,pp.105–120,2002.
- [5]. Mitchell, C. and Kohno, R., "High Data Rate Transmissions Using Orthogonal Modified Hermite Pulses in UWB Communications," International Conferences on Telecommunications, ICT 2003, vol. 2, pp. 1278-1283.
- [6]. Win, M. Z. and Scholtz, R. A., "Impulse Radio: How It Works," IEEE Communications Letter, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, February, 1998.
- [7]. Martens, J. B., "The Hermite Transform Theory," IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol.38, no.9, pp. 1595-1606, September 1990.