

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Djilali Bounaama Khemis Miliana



**Faculté des Sciences et de la Technologie**  
**Département de Technologie**

Mémoire du Projet de Fin d'Études  
Pour l'obtention du diplôme de

**Master**

en

« Télécommunications »

*Option :*

« Systèmes des Télécommunications »

**Titre :**

**La technique BICM associée au système MIMO à forme d'ondes orthogonales**

**Réalisé par :**

- Aissaoui ammar  
- Ben hadj bouchaib khalid

**Encadré par :**

Mr Naar Djilali

Année Universitaire: 2018/2019

## **Dédicace**

D'abord nous tenons à remercier **ALLAH** pour la faveur de la santé et de l'islam et pour l'aide qu'il nous a donné pour réaliser ce travail.

Je dédie ce modeste travail particulièrement à :

### **Mon père :**

J'espère qu'il trouvera dans ce travail les valeurs qu'il m'a transmis, notamment : la rigueur, la méthode, la patience et la persévérance.

### **Ma mère :**

J'espère qu'elle trouvera aussi tout ce qu'elle m'a transmis dans le résultat de ces travaux : la générosité, la créativité et le courage d'aller jusqu'au bout.

A toute ma famille ainsi qu'à mes amis.

**Aissaoui ammar**

## **Dédicace**

Je dédie ce mémoire

A mes parents pour leur amour inestimable leur confiance, leur soutien, leurs sacrifices et toutes les valeurs qu'ils ont su m'inculquer.

A mes sœurs ainsi qu'à mes beaux frères pour leur tendresse, à toute ma famille ainsi qu'à mes amis.

**Ben hadj bouchaib khalid**

## Remerciements

**N**ous remercions tout d'abord le grand Dieu pour l'achèvement de ce mémoire.

**N**ous exprimons nos gratitude à Monsieur le président de jury d'avoir accepté d'examiner ce mémoire.

**N**ous remercions Messieurs les membres de jury, d'avoir accepté de prendre part à ce jury ainsi que pour l'intérêt qu'ils l'ont porté à ce travail.

**N**ous remercions Monsieur **Naar DJILALI**, notre encadreur, pour ses conseils et suggestions avisés qui nous ont aidés à mener à bien ce travail, et d'avoir rapporté à ce mémoire ces remarques et conseils.

## Résumé

Les communications via un canal radio-mobile sont fortement pénalisées par les évanouissements du signal. Plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. Parmi lesquelles, on peut citer les systèmes MIMO qui assure une communication fiable mais au détriment du débit, la modulation OFDM qui contribue elle aussi à l'augmentation de l'efficacité spectrale de ces communications lorsque ces fréquences sont orthogonales. Une autre technique dite BICM (Bit-Interleaved Coded Modulation) permet d'augmenter considérablement les performances sur les canaux à évanouissement.

Il s'agit dans le cadre de cette étude d'examiner l'impact de la technique BICM sur les performances des systèmes MIMO à formes d'ondes orthogonales d'Hermite. En effet, un entrelaceur est inséré entre le codage et la conversion bit/symbole complexe au niveau de l'émetteur. Au niveau du récepteur, un desentrelaceur est inséré entre le détecteur et le décodeur. L'estimation des symboles au niveau du récepteur est basée sur le critère de maximum de vraisemblance.

Cette démonstration reste à vérifier par des simulations(MATLAB) sur ordinateur.

**Mots clés :** MIMO, formes d'ondes d'Hermite, BICM, Maximum de vraisemblance

## **Abstract**

Communication via a mobile radio channel is strongly penalized by fading of the signal. Several solutions have been proposed in the literature. Among which, one can quote MIMO systems which ensures a reliable communication but with the detriment of the flow. The OFDM modulation which also contributes to the increase of the spectral efficiency of its communications when these frequencies are orthogonal. Another technique called BICM (Bit-Interleaved Coded Modulation) can significantly increase performance on fading channels.

The purpose of this study is to examine the impact of the BICM technique on the performance of Hermite orthogonal waveform MIMO systems. This is because an interleaver is inserted between the encoding and the complex bit-symbol conversion at the transmitter. At the receiver, a deinterleaver is inserted between the detector and the decoder. The receiver symbol estimation is based on the maximum likelihood criterion.

This demonstration remains to be verified by simulations (MATLAB) on computer.

**Keywords :** MIMO, Hermite waveforms, BICM, Maximum likelihood

## Liste des abréviations

**BER** :Bit Error Rate

**BICM** : Bit-Interleaved Coded Modulation

**BICM-ID** :Bit-Interleaved Coded Modulation-Iteratif Decoding

**CAN**: Convertisseur Numérique Analogique

**CSI**:Successive Interference Cancellation

**DE- LST** : Diagonal Encoding – Layered Space Time

**DVB-S2** :Digital Video Broadcasting –Second Generation

**FIR**: Reponse Impulse Filter

**HE- LST**: Horizontal Encoding – Layered Space Time

**MIMO** : Multiple-Input Multiple-Output

**NSC**: Non Systematic Code

**OFDM** :Orthogonal Frequency Division Multiplexing

**PSK** : Phase-Shift Keying

**QPSK** : Quadrature Phase-Shift Keying

**RSC** : Recursive Systematic Code

**SISO** : Single Input Single Output

**SNR** :Signal-to-Noise Ratio

**S/P** :Serial to Parallel

**ST** :Space Time

**ST-BICM** :Space Time Bit-Interleaved Coded Modulation

**STBC** :Space Time Bloc Coded

**TCM** :Treillis Coded Modulation

**VE-LST**: Vertical Encoding –Layerd Space Time

**WIFI** :Wireless Fidelity

## Liste des figures

Fig.1.1:Architecture d'un système MIMO.....	04
Fig.1.2: Constellation pour la modulation BPSK.....	07
Fig.1.3: Constellation pour la modulation QPSK.....	08
Fig.1.4: Constellation pour la modulation 8PSK.....	08
Fig.1.5: Modèle du système MIMO avec STBC.....	09
Fig.1.6: Code en treillis à 4 états. ....	10
Fig.1.7 :Système MIMO .....	11
Fig.1.8: Modèle du système BICM.....	15
Fig.1.9: Les sous ensembles de la constellation 8-PSK avec étiquetage Gray.....	17
Fig.1.10: Schéma représentant le gain de codage.....	18
Fig.1.11: Codeur convolutif, $L = 3$ .....	19
Fig1.12: Diagramme d'états .....	20
Fig.1.13 : Diagramme en Treillis, $L = 3$ .....	20
Fig.1.14:Structure de la technique HE-LST .....	23
Fig.1.15: Structure de la technique DE-LST .....	24
Fig1.16: Structure de la technique ST-BICM.....	24
Fig.1.17: Récepteur BICM-MIMO .....	25
Fig.2.1: Les cinq premières fonctions orthogonales d'Hermite, $\Psi_n(X)$ .....	30
Fig.2.2: Largeurs des impulsions Hermite originales $\psi_j(t)$ .....	31
Fig.2.3: Représentation des quatre premières impulsions d'Hermite sur l'axe de temps normalisé. ....	32

Fig.2.4: Implémentation directe de la transmission d'un seul symbole dans un système à 4 dimensions .	33
.....	33
Fig.2.5: Schéma de transmission du système MIMO à filtre adapté et échantillonneur. ...	33
Fig.2.6: Schéma fonctionnel d'implémentation à l'aide des filtres numériques FIR .....	35
Fig.2.7: Un récepteur alternatif des filtres adaptés et des échantillonneurs. ....	35
Fig.3.1: Représentation de l'effet de type de modulation .....	38
Fig.3.2: Représentation de l'effet du type de canal .....	39
Fig.3.3: TEB en fonction du SNR , pour différents type de mapping.....	40
Fig.3.4 :TEB en fonction du SNR , pour différents tailles de paquet .....	41
Fig.3.5: Représentation de l'effet de type de modulation pour MIMO codé .....	42
Fig.3.6: Représentation de l'effet de type de canal pour MIMO codé .....	43
Fig.3.7: TEB en fonction du SNR , pour différents type de mapping, pour MIMO codé.....	44
Fig.3.8 :TEB en fonction du SNR [dB], pour la taille de paquet du MIMO codé.....	45
Fig.3.9 : Performances du système MIMO codé pour différents tailles de la mémoire du codeur.....	46

## Liste des Tableaux

Tableau.3.1 : représentation les paramètre de l'effet du type de modulation .....	37
Tableau.3.2: représentation les paramètre de l'effet du canal.....	38
Tableau.3.3 : représentation les paramètre de l'effet du type de mapping.....	39
Tableau.3.4: représentation les paramètres du l'effet de la taille du paquet .....	40
Tableau.3.5 : représentation les paramètre du l'effet du type de modulation pour MIMO codé .....	42
Tableau.3.6 : représentation les paramètre de l'effet du canal pour MIMO codé .....	42
Tableau.3.7 : représentation les paramètre de l'effet du type de mapping pour MIMO codé.....	43
Tableau.3.8: représentation les paramètres du l'effet de la taille du paquet pour MIMO codé.....	44
Tableau.3.9 : représentation les paramètres l'effet de la mémoire du codeur .....	45

## Table de Matière

Remerciement

Résumé

Introduction générale.....01

### Chapitre I : les systèmes MIMO et la technique BICM

I.1 Introduction .....03

I.2 Présentation de la technologie MIMO .....04

I.2.1 Principe de fonctionnement .....05

I.3 La modulation ..... 05

I.3.1 Modulation de phase BPSK (Binary Phase Shift Keying).....06

I.3.2 Modulations M-aires..... 07

I.3.3 La modulation QPSK.....07

I.3.4 Modulations M-PSK.....08

I.5 Modèle du système de transmission MIMO avec un codage espace-temps en blocs..... 08

I.6 Les codes ST en treillis .....09

I.7 Capacité de canal .....10

I.7.1 Capacité d'un système SISO ..... .10

I.7.2 Système SIMO .....11

I.7.3 Système MIMO ..... 11

I.8 La Diversité ..... 12

I.8.1 La diversité temporelle.. .....12

I.8.2 La diversité en fréquence. ....12

I.9 La technique BICM .....	13
I.10 Codage de canal .....	17
I.10.1 Le codage en bloc .....	17
I.10.2 Le codage convolutif .....	18
I.11 Algorithme de Viterbi .....	19
I.12 Entrelacement .....	21
I.13 Convertisseur bit/symbole (mapper) .....	22
I.14 La description de l'émetteur BICM-MIMO .....	22
I.14.1 HE-LST (Horizontal Encoding- Layered Space Time).....	22
I.14.2 DE-LST (Diagonal Encoding-Layered Space Time) .....	23
I.14.3 VE-LST (Vertical Encoding-Layered Space Time) .....	23
I.15 La description du récepteur BICM-MIMO .....	25
I.16 Conclusion .....	26

## **Chapitre II : Les formes d'ondes orthogonales d'Hermite utilisée en communication numérique**

II.1 Introduction .....	27
II.2 Rappel mathématique .....	27
II.3 Fonction orthogonale d'Hermite .....	28
II.4 Formes d'ondes d'Hermite orthogonales et normalisées .....	30
II.5 Système de transmission sans codage .....	32
II.6 Système de détection .....	33
II.7 Conclusion .....	36

## Chapitre III : Résultat de simulation

III.1.Introduction .....	37
III.2 Cas système MIMO non codé.....	37
III.2.1 Effet du type de modulation.....	37
III.2.2 L'effet du canal.....	38
III.2.3 Effet du Type de mapping.....	39
III.2.4 Effet de la taille du paquet.....	40
III.3 Cas système MIMO codé.....	41
III.3.1 Effet du type de modulation.....	42
III.3.2 L'effet du canal.....	42
III.3.3 Effet du Type de mapping.....	43
III.3.4 Effet de la taille du paquet.....	44
III.3.5 l'effet de la mémoire du code.....	45
III.4 Conclusion .....	46
<b>Conclusion générale</b> .....	47
<b>Bibliographie</b>	

# **Introduction générale**

### Introduction générale

Aujourd'hui, la communication est devenue un besoin fondamental pour l'homme. Avec la démocratisation d'internet et du téléphone mobile, les demandes des utilisateurs sont devenues plus grandes et plus variées.

En fait, nous nous efforçons d'abord de pouvoir communiquer de n'importe où, dans des contextes fixes et mobiles. Il demande également que les données échangées contiennent la plus grande quantité de contenu audio, vidéo et images, de sorte que les messages instantanés soient même des données informatiques.

Ensuite que les débits de communication soient de plus en plus élevés tout en veillant à ce que le temps de traitement soit transparent pour l'utilisateur.

Toutefois, le débit des communications, du moins dans le domaine de la radio, doit être augmenté dans des bandes de transport de plus en plus rares et coûteuses. Une solution parmi d'autres est de pouvoir augmenter l'efficacité spectrale tout en garantissant une qualité de transmission inchangée. Le monde de la radiodiffusion a connu un développement remarquable. Les nouvelles générations d'applications multimédias, issues de la puissance croissante des processeurs, nécessitent de nombreux débits binaires et un large éventail de services que les systèmes de communication doivent désormais fournir. Par conséquent, les réseaux sont obligés d'évoluer pour répondre à ces nouvelles exigences, devenant des chemins d'information à grande vitesse.

Enfin, ces incertitudes nécessitent le développement de nouvelles technologies de transport qui augmentent considérablement l'efficacité des systèmes de télécommunication. Cette technologie est connue sous le nom de MIMO (Multiple Input Multiple output) ont le potentiel d'augmenter considérablement la capacité de diffusion, et ont ensuite développé cette architecture allant de la transmission spatiale au code spatio-temporel, ce qui nous permet d'accroître la qualité et le débit des informations du signal et suggère une amélioration incroyable des performances des systèmes de transmission.

Une autre technique appelée BICM, repose sur les fréquences orthogonales, qui contribuent également à accroître l'efficacité spectrale des radiocommunications mobiles. Afin de rendre les systèmes MIMO plus efficace, de nombreux plans d'entreprise suggèrent un transfert combinant deux techniques connues sous le raccourci BICM-MIMO.

## Introduction générale

---

Le but de ce mémoire est de tester l'effet de nouveaux signaux données orthogonales sur les performances globales des systèmes MIMO. Les fonctions d'Hermite font partie de ces signaux. Ils seront utilisés comme filtres adaptatifs dans une structure inspirée de la structure BICM-MIMO.

Ce mémoire comprend trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présenterons les concepts nécessaires à la compréhension du reste de ce manuscrit. Les éléments du système comprennent les canaux de communication et les phénomènes physiques qui s'y trouvent, ainsi que leurs différents types. Après cela, nous présenterons différentes techniques de diversité pour lutter contre l'évanouissement et diverses techniques et capacités MIMO. Nous allons à expliquer aussi la technique BICM en détail à différentes étapes de la transmission et de la réception.

Le chapitre II est consacré à la présentation des fonctions orthogonales, qui ont été développé par Hermite de nombreuses frontières. Ils forment le centre de ce manuscrit. Ils sont utilisés pour créer des symboles spatio-temporels dans des blocs orthogonaux. Par conséquent, la dérivation de la longueur d'onde de la pyramide est étudiée, de même que l'amélioration de la bande passante disponible et sa mise en œuvre dans un système de transmission dans ce chapitre.

Au vu des résultats obtenus, le chapitre III présente la mise en œuvre des systèmes MIMO codé et non codé associés aux polynômes d'Hermite, la simulation est réalisée par le logiciel MATLAB. L'étude est basée sur plusieurs contrôles, à savoir le type de canal et l'ordre de modulation et la taille du paquet d'information et le type de mapping sélectionné seront affichés : MIMO fournit des performances pré optimisées et minimise l'impact des interférences par rapport aux autres systèmes de communication.

# **Chapitre I**

La technique BICM associée au  
système MIMO

## I.1 Introduction

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

D'autre part, grâce à une meilleure exploitation de la diversité, ce système est plus robuste aux évanouissements du système de transmission améliorant ainsi la qualité de la transmission.

Un bref historique va d'abord introduire les systèmes MIMO. Ensuite une modélisation des systèmes multi-antennaires SIMO (Single-Input Multiple-Output), MISO (Multiple-Input Single-Output) et MIMO va être faite afin de se familiariser avec l'aspect spatial qu'apporte l'augmentation du nombre d'antennes. La capacité étant un facteur limitant du SISO, nous allons donner la capacité des systèmes SISO, SIMO et MIMO [1].

L'apparition des systèmes MIMO a été motivée par le besoin accru en termes de débit dû à l'arrivée de nouveaux services tels que l'accès à internet et la transmission d'image via les systèmes de communications sans fil. Ainsi que la saturation des ressources en canaux de transmission, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile [2].

## I.2 Présentation de la technologie MIMO

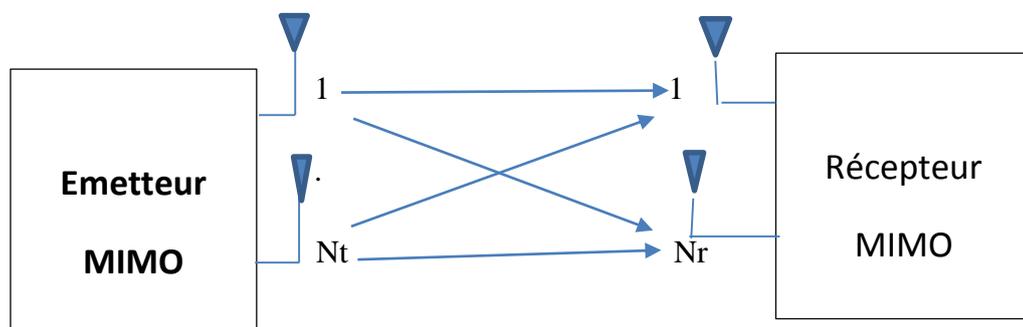
Les systèmes MIMO introduisent une nouvelle forme de diversité connue sous le nom de diversité spatiale. Cette technique cherche à exploiter les phénomènes d'évanouissement et de multi-trajets, longtemps considérés comme des handicaps. En effet le récepteur reçoit et combine plusieurs copies d'un même signal envoyées à partir de plusieurs antennes et subissant des évanouissements indépendants. Par conséquent, le récepteur prend la bonne décision permettant de reconstituer le message d'origine sans erreur. En résumé, l'utilisation de plusieurs antennes au niveau des systèmes MIMO peut servir à améliorer la fiabilité de transmission en réduisant la probabilité d'erreur (gain en diversité) et à augmenter le débit de transmission (gain de multiplexage).

Deux catégories de systèmes MIMO peuvent être distinguées ces différences dépendront de l'endroit où l'on met en œuvre la diversité spatiale, à savoir sur le réseau d'antennes à l'émission ou sur le réseau d'antennes à la réception.

On parlera alors de systèmes MISO et de systèmes SIMO. La combinaison des deux systèmes aboutira donc à un système ayant un réseau de  $N_T$  antennes à l'émission et de  $N_R$  antennes à la réception. On définira alors la diversité spatiale  $D_S$  par le produit du nombre d'antennes à l'émission et par le nombre antennes en réception soit[3] :

$$D_S = N_t \cdot N_r \quad \text{Eq.1.1}$$

Les systèmes MIMO et ses dérivés pourront être ainsi représentés sur la figure 1.1



**Fig.1.1** :Architecture d'un système MIMO

### **I.2.1 principe de fonctionnement du système**

Pour comprendre comment fonctionne la technologie MIMO qui permet d'améliorer les performances des réseaux sans fil, et d'où elle tire la plupart de ses avantages, nous allons décrire brièvement son principe de fonctionnement.

Le système MIMO permet d'envoyer plusieurs signaux différents sur des antennes différentes à des fréquences proches pour augmenter le débit ou la portée du réseau. Sa particularité passe donc par l'utilisation simultanée de plusieurs antennes, émettrices et réceptrices. Ainsi il permet d'améliorer les performances des appareils, qui aujourd'hui connaissent des problèmes liés à la nature des ondes et à leur comportement suivant l'environnement, ce qui diminue la qualité de transmission et donc le débit ainsi que la portée.

C'est donc en palliant à ces problèmes que le MIMO se place en tête des technologies d'avenir pour les communications mobiles, et plus précisément la technologie WiFi (Wireless Fidelity). Comme d'autres systèmes de communication sans fil, le Wi-Fi utilise des ondes radio pour transmettre des informations. Le problème, c'est que ces signaux se dégradent avec la distance et avec les obstacles, limitant ainsi la portée et le débit de la liaison.. Le principe du MIMO (Multiple Input, Multiple Output : multiples entrées, multiples sorties) est simple : il consiste à multiplier les signaux pour transmettre une même information. Peu importe que les ondes radio se dégradent avec la distance ou à cause des obstacles :Les paquets de données qu'elles véhiculent sont réorganisés à l'arrivée pour reconstituer l'information d'origine[4].

### **I.3 La modulation**

Les premiers systèmes de communication utilisent les modulations analogiques, par contre les modulations numériques sont le choix des systèmes actuels, notamment lorsque les services de données comme le multimédia sans fil doivent être offerts. La modulation numérique peut aussi améliorer l'efficacité spectrale, car les signaux numériques sont plus robustes contre les altérations des canaux.

Pour pouvoir être transmis, un signal doit être conforme aux caractéristiques du canal. Les messages numériques sont à temps discret et à des valeurs discrètes finies.

Les canaux de transmission utilisés sont de type à temps continu et à des valeurs continues, donc la modulation numérique est une opération qui consiste à associer une suite numérique

binaire appelée signal modulant à un signal analogique appelé porteuse, soit à une fonction à des valeurs continues et à un temps continu.

Ce signal analogique, bien adapté au canal, portera donc l'information relative aux suites numériques[5].

Le but de la modulation est d'adapter les informations à émettre au canal de transmission par l'intermédiaire d'une porteuse sinusoïdale [6] dont l'équation générale est :

$$S(t) = A \cdot \cos(\omega t + \emptyset). \quad \text{Eq.1.2}$$

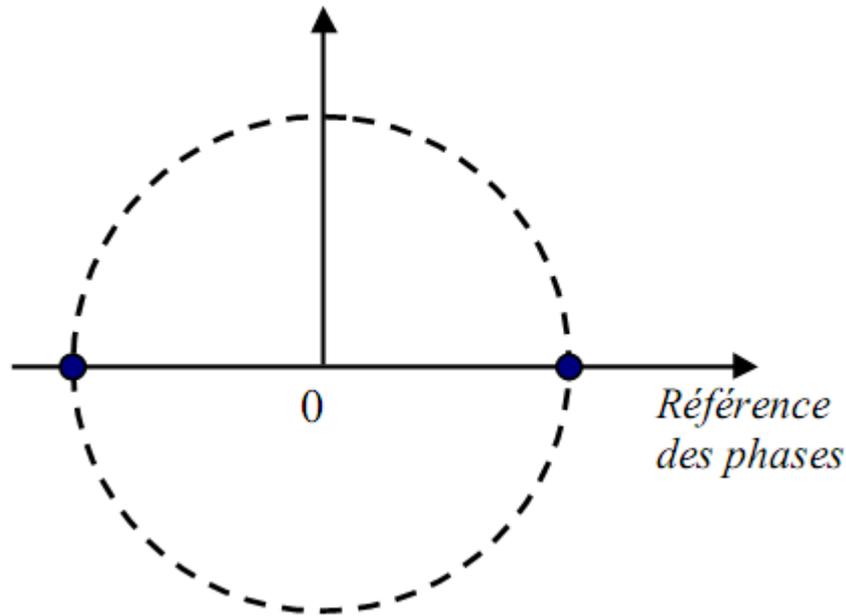
Les paramètres pouvant être modifiés sont :

- L'amplitude du signal  $A$  .
- La phase  $\emptyset$  .
- La pulsation  $\omega$  .

L'ensemble de ces paramètres peut servir à coder les informations que nous souhaitons transmettre sur le canal. Puisque nous nous intéressons ici aux modulations numériques, l'information à transmettre se présente sous la forme d'une suite de bits qui peut être de grouper par paquets de longueur . On parlera alors de modulation M-aire, où  $M$  est le nombre de bits présents dans chaque symbole [7].

### **I.3.1 Modulation de phase BPSK (Binary Phase Shift Keying)**

Dans ce procédé, c'est la phase  $\phi$  de la porteuse qui est modulée par les données binaires : Si à "0" on associe  $\hat{E}\cos(2\pi F_0 t)$  alors à "1" on associe  $\hat{E}\cos(2\pi F_0 t + \pi)$  .La porteuse ayant une amplitude constante et une phase à l'origine qui peut prendre les 2 valeurs 0 et  $\pi$ , on peut représenter un diagramme polaire de ce type de modulation [8].



**Fig1.2:**Consttellation pour la modulation BPSK

### I.3.2 Modulations M-aires

Dans le cas M-aires, les éléments binaires sont regroupés en symboles. Si  $n$  est le nombre d'éléments binaires par symbole, on peut définir :  $M=2^n$  symboles

Le codeur de symboles délivre un signal à  $M$  niveaux électriques attaquant le modulateur. La porteuse modulée prend donc  $M$  valeurs possibles en amplitude [9].

### I.3.3 La modulation QPSK

Il s'agit d'une modulation de phase à 4 états, chaque symbole (00, 10, 01 et 11) correspond à un état de phase de la porteuse modulée, en conséquence, la représentation polaire de la porteuse modulée comporte 4 points, correspondant à chacun de ces 4 états.

L'amplitude de la porteuse restant la même, ces 4 points vont se situer sur un cercle de rayon  $\hat{E}$ . On parle de diagramme de constellation pour la représentation polaire des états de la porteuse modulée [6].

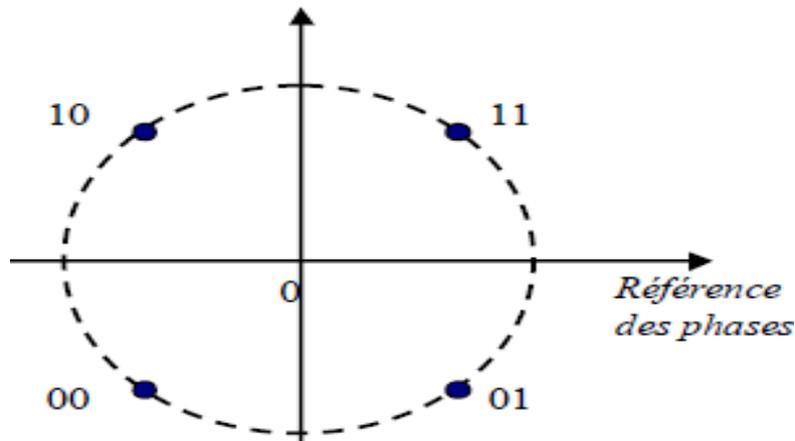


Fig1.3 : Constellation pour la modulation QPSK

### I.3.4 modulations M-PSK

On peut augmenter le nombre d'états d'une porteuse modulée en phase numériquement: De 4 pour la QPSK, on réalise des modulations à 8, 16 et 32 états : La norme DVB-S2 de TV par satellite prévoit ainsi la possibilité de transmissions en 32PSK pour des applications HD ainsi que des transmissions "grand public" en 8PSK ou 4PSK, selon les conditions de propagation. Exemples de constellations M-PSK [8].

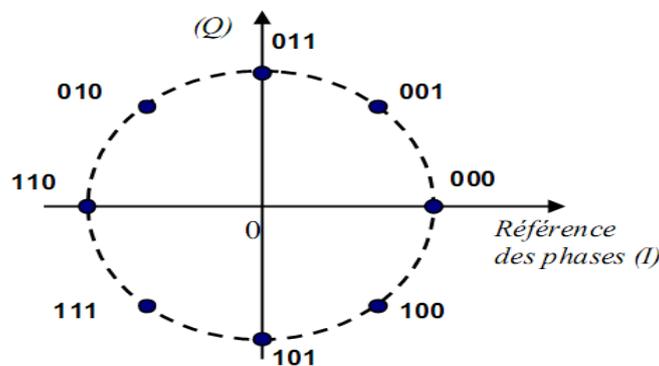


Fig1.4: Constellation pour la modulation 8PSK

## I.5 Modèle du système de transmission MIMO avec un codage espace-temps en blocs

Nous pouvons définir un modèle générique regroupant non seulement le cas du précodage linéaire, mais n'importe quel système MIMO associé à un codage espace-temps en bloc de rendement plein, voir la figure 1.5. Considérons un code espace-temps transmettant  $P$  symboles

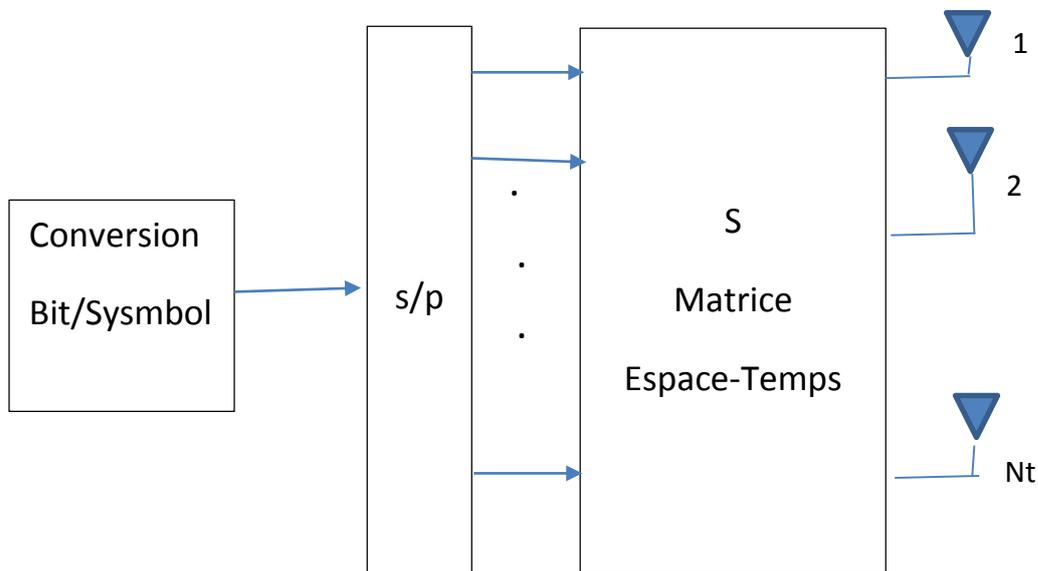
sur  $N_t$  antennes durant  $p$  instants. Dans ce cas, la matrice du canal équivalent peut être définie comme ceci:

$$H_{eq} = H.S \in \mathbb{C}^{p.N_r.p.N_t} \quad \text{Eq.1.3}$$

Avec

$$H = \text{diag}(H^1, H^2, \dots, H^p) \in \mathbb{C}^{p.n_r.p.n_t}$$

$$S \in \mathbb{C}^{p.N_r.p.N_t}$$



**Fig1.5:** Modèle du système MIMO avec STBC

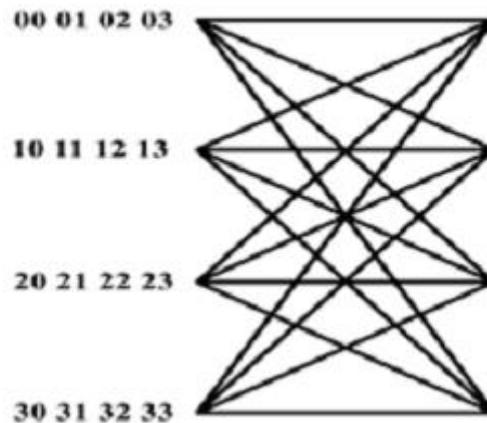
Ainsi, le modèle de transmission devient:

$$y = H_{eq}.X + w \quad \text{Eq.1.4}$$

Où  $y$  et  $x$  représentent respectivement les vecteurs des symboles reçus et transmis, et  $w$  représente le vecteur de bruit blanc gaussien. La matrice équivalente du canal MIMO  $H_{eq}$  sera utilisée tout au long de ce document [10].

## 1.6 Les codes ST en treillis

Ce type de codage d'information a été présenté, pour la première fois, par Tarokh. Il se fait via un diagramme d'état et le moyen convenable à cette technique est le diagramme en treillis. La figure 1.6 montre un exemple de treillis à deux antennes et quatre états avec une constellation QPSK.



**Fig1.6:** code en treillis à 4 états [11].

Si on prend l'exemple de ce système à deux antennes d'émission et on veut transmettre une séquence de bits  $\{0,0,1,0,0,1,1,1,0,1\}$ , 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 [11].

## I.7 Capacité du canal

Nous allons ici comparer les capacités des différents canaux existants (SISO, SIMO, MIMO) sans connaissance préalable de l'état du canal CSI. De même, nous allons aussi comparer les limites théoriques données par la capacité de Shannon [VAU 03] qui est l'espérance de la capacité  $E[C]$  et qui ne peut être obtenue que dans un canal idéal, avec un codage idéal.

### I.7.1 Capacité d'un système SISO

$$C = w \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \text{ bit/s/Hz} \quad \text{Eq.1.5}$$

P: La puissance du signal utile en (Watt) .

$N_0$ : La densité spectrale de puissance du bruit (W/Hz).

$W$ : La bande passante donnée (Hz) .

### I.7.2 Système SIMO

$$C = w \cdot \log_2 \left( 1 + N_r^2 \frac{p}{N_0 W} \right) \quad \text{Eq.1.6}$$

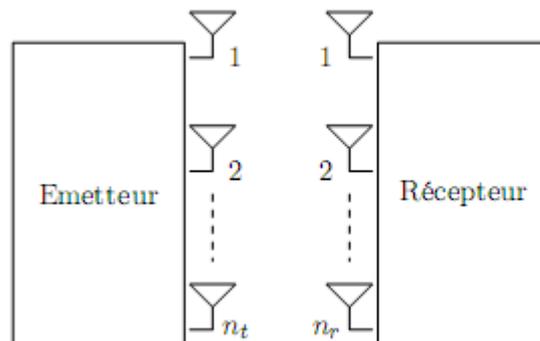
$N_r$ : le nombre d'antenne réceptrice.

En normalisant la capacité en par la bande utile  $W$ , nous obtenons :

$$C = \log_2(1 + N_r^2 p)$$

Avec  $p$  le rapport signal sur bruit[12].

### I.7.3 Système MIMO



**Fig.1.7** : système MIMO

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r,1} & \cdots & h_{n_r,n_t} \end{bmatrix}$$

Le besoin de transmettre de l'information dans des environnements complexes tout en augmentant le débit ,a donné lieu à une solution originale qui fait appel non seulement à plusieurs antennes en réception mais aussi en émission. Cette technique connue sous

l'appellation MIMO permet, en utilisant la même bande spectrale, de transmettre plus de débit ou d'améliorer la qualité de liaison. Plusieurs techniques sont proposées dans la littérature.

On dispose ici plusieurs antennes en émission et en réception, la configuration MIMO est la plus générale, en globe les systèmes MISO et SIMO comme des cas particuliers [13].

## **I.8 La Diversité**

Le principe élémentaire de la diversité sous entend que si plusieurs répliques d'un signal détenant la même information et la même puissance sont reçues par les canaux multiples ayant chacun une atténuation indépendante, alors il y a une bonne chance qu'un ou plusieurs de ces signaux n'aient pas d'atténuation à certains moments donnés dans le temps, permettant ainsi un niveau adéquat du signal au récepteur. En pratique, les signaux des différentes branches de diversité ne démontrent pas une indépendance complète en atténuation. l'enveloppe d'inter-corrélation entre ces signaux est une mesure de leur indépendance et il a été démontré qu'une inter-corrélation de 0.7 est suffisante pour atteindre un gain de diversité raisonnable.

Les trois principales sortes de diversités exploitées dans les communications sans-fil sont la diversité temporelle, en fréquence et spatiale (d'antenne).

### **I.8.1 La diversité temporelle**

Elle s'applique lorsque le canal éprouve de l'atténuation sélective dans le temps.

L'information transmise est étalée sur une période de temps plus longue que le temps cohérent du canal.

Le temps cohérent est la séparation minimum entre les atténuations indépendantes du canal.

Des avantages de la diversité temporelle est le délai requis pour recueillir la transmission étalée ou répété.

### **I.8.2 La diversité en fréquence**

C'est efficace lorsque le canal est atténué sur fréquences sélectives. L'information est alors étalée sur plusieurs fréquences dont la largeur de l'étalement de fréquence est plus grande que la largeur de bande cohérente du canal. La largeur de bande cohérente est la séparation minimum en fréquences entre les atténuations indépendantes du canal.

Dans ce travail, nous nous concentrons sur la diversité spatiale. L'information est transmise ou reçue à partir de plusieurs antennes qui sont espacées par une distance plus large que la distance cohérente. Celle-ci est la distance minimale pour obtenir l'atténuation indépendante et dépend aussi de l'angle dont les signaux sont transmis ou reçus. Nous nous pencherons principalement sur deux types de diversité d'antenne, la diversité à la réception et à la transmission. La diversité à la réception, où plusieurs antennes sont utilisées seulement au site de réception et par la suite, la diversité de transmission proposée par Alamouti où deux antennes sont utilisées à la transmission. Puisque le canal n'est pas connu au transmetteur dans la technique d'Alamouti, la méthode de diversité est un peu plus sophistiquée tout en restant simple. Le traitement spatio-temporel (space-time coding) utilise un codage à travers les antennes de transmission dans le temps. L'idée principale est de transmettre l'information à l'aide de différents processus (codage, délai) de deux antennes afin que le récepteur combine ces signaux pour obtenir une diversité [14].

## **I.9 La technique BICM**

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) 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.

A. Viterbi, a 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) . Cette approche pragmatique de la modulation codée a été introduite par Zehavi , 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 atteint et la probabilité d'erreur, a été présentée par Caire.

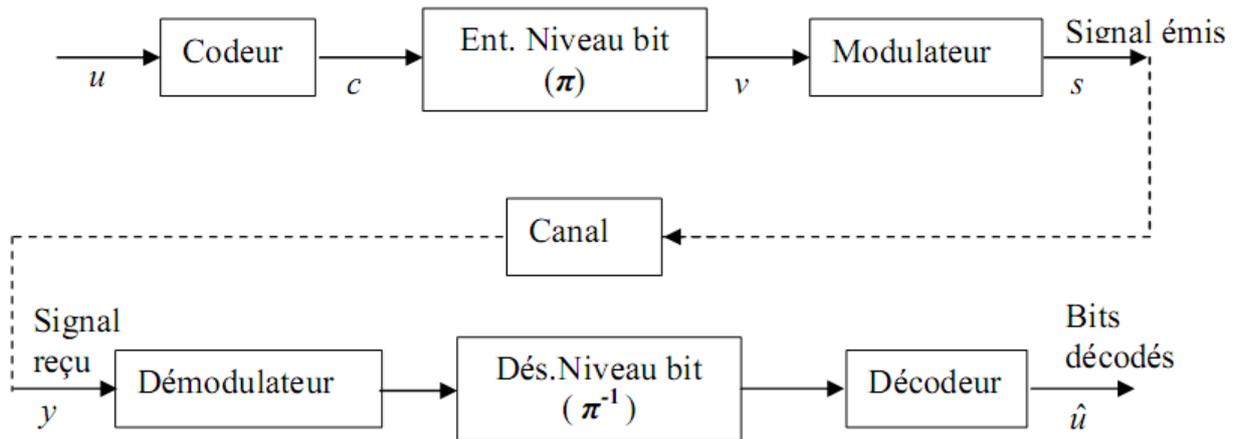
L'avantage du système BICM est qu'il traite le codage et la modulation comme des fonctions séparés.

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 , a pu ces derniers temps, être étendue sur les systèmes MIMO .

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).

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 1.10.



**Fig.1.8:** 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 1.10 comprend un seul entrelaceur au lieu de  $m$  entrelaceurs utilisés dans l'approche de Zehavi car l'usage de  $m$  entrelaceurs limite la simplicité du schéma de BICM. 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 :

$$y_i = h s_i + B_i \quad \text{Eq.1.7}$$

Où  $B_i$  est le bruit blanc Gaussien de densité spectrale  $\sigma^2 = N_0/2$ ,  $H_i$  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. 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,  $m=2$  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:

$$\lambda(v_{k=b}) = \log p(y_i | v_i = b, h_i) \simeq \log \sum_{s_i \in \Omega_b^k} p(y_i | s_i, h_i) \quad \text{Eq.1.8}$$

dénote le sous-ensemble de la constellation  $\Omega$  qui contient tous les symboles ayant la valeur  $K_b$  à la  $k^{\text{eme}}$  position.

Le terme  $p(y_i | s_i, h_i)$  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  $S_i$ . La densité de probabilité  $p(y_i | s_i, h_i)$  est donnée par :

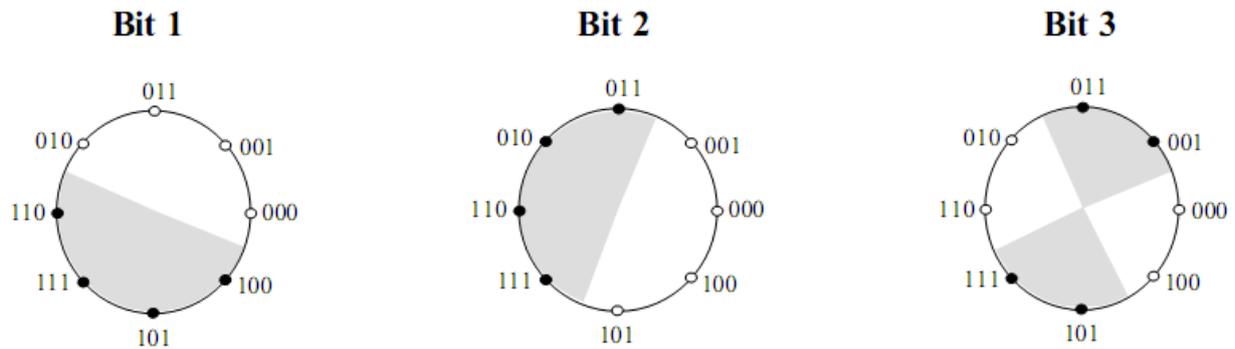
$$p(y_i | s_i, h_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left[ -\frac{|y_i - h_i s_i|^2}{2\sigma^2} \right] \quad \text{Eq.1.9}$$

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

$$\lambda(v_k = b) \approx \max \log p(y_i | s_i, h_i) = - \min_{s_i \in \Omega_b^k} \frac{\|y_i - h_i s_i\|^2}{2\sigma^2} \quad \text{Eq.1.10}$$

L'équation 1.11 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 1.11 illustre les sous ensembles correspondant aux trois bits d'une constellation 8PSK avec un étiquetage de Gray[11].



**Fig.1.9:** Les sous ensembles de la constellation 8-PSK avec étiquetage Gray

## I.10 Codage de canal

Le principe de base du codage de canal consiste à remplacer le message à transmettre par un message plus long qui contient de la redondance. Sans redondance, chaque donnée du message est indispensable à la compréhension du message entier. Toute erreur dans une partie du message est donc susceptible de changer la signification du message. L'objectif de la redondance est de faire en sorte que les erreurs ne compromettent pas la compréhension globale du message.

Du fait de l'adjonction d'une redondance, le message effectivement transmis est plus long. Un code se caractérise par son rendement  $R$ . Si le codeur génère  $N$  bits à partir de  $K$  bits d'information, le rendement  $R$  vaut  $K/N$ .

Les données générées par le codeur sont appelées des symboles. Lors du décodage, les symboles reçus peuvent être des bits ou des mots binaires. Dans le premier cas, le système est dit à décision dure, dans le second à décision douce. Un système à décision douce présente de meilleures performances qu'un système à décision dure, mais au détriment d'une complexité plus grande du décodeur de Viterbi.

Il y a deux grandes familles de code.

### I.10.1 le codage en bloc

Le message décomposé en blocs de  $K$  bits, est remplacé par un bloc de  $N$  bits comprenant directement les  $K$  bits d'information et  $N-K$  bits de redondance calculés à partir des bits d'information, le codage d'un bloc se faisant indépendamment des précédents.

### I.10.2. Les Codes convolutifs

Chaque bloc de  $N$  éléments binaires transmis (aussi appelés symboles) dépend non seulement du bloc de  $K$  éléments présents à son entrée mais aussi des  $m$  blocs précédents.

Le codeur est constitué de  $m$  registres à décalage de  $K$  éléments binaires. Une logique combinatoire constituée de  $N$  générateurs linéaires de fonctions algébriques génère les blocs de  $N$  éléments binaires fournis par le codeur.

La longueur  $(m+1)$  du registre à décalage définit la longueur de contrainte. Ce paramètre correspond au degré de mémoire introduit sur les bits de données. Plus ce paramètre est grand, plus le code est puissant, mais plus le décodeur est complexe. La logique combinatoire est caractérisée par ces polynômes générateurs qui explicitent les positions du registre à décalage prises en compte dans le calcul des symboles. Des codes de rendement plus important en sont dérivés : Ces codes sont dits poinçonnés car ils sont obtenus en supprimant certains symboles générés par le code  $1/N$ .

Le pouvoir de correction d'un code convolutif est défini par son gain de codage par rapport à un système non codé. Il dépend à la fois du type de canal de transmission et du type de modulation utilisée. La figure suivante donne une courbe de gain de codage

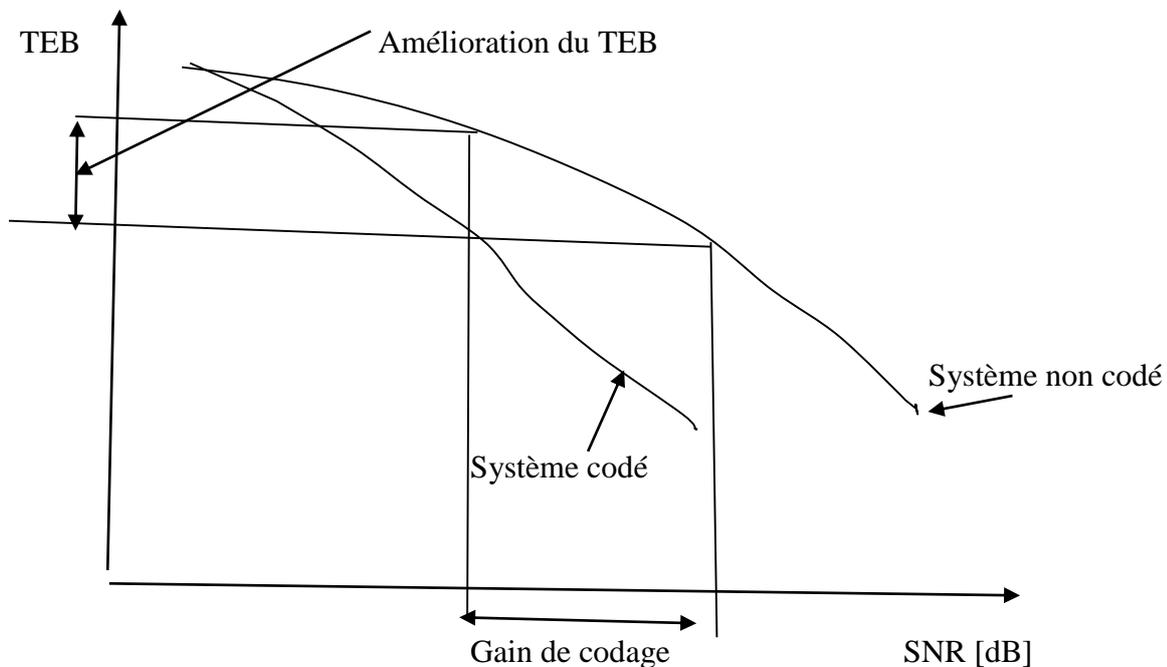


Fig.1.10 :Schéma représentant gain de codage[15].

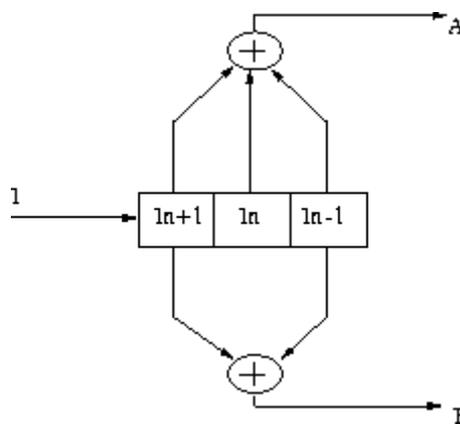
### I.11 Algorithme de Viterbi

Pour expliquer l'algorithme nous allons prendre un exemple simple:

Longueur de contrainte,  $L=3$

Rendement :  $R = 1/N = 1/2$

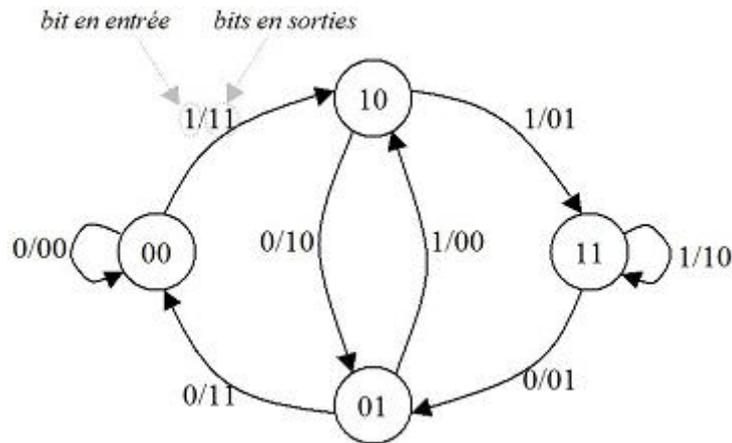
Polynômes générateurs :  $A=[1,1,1] = 7_{\text{oct}}$ ,  $B=[1,0,1]=5_{\text{oct}}$



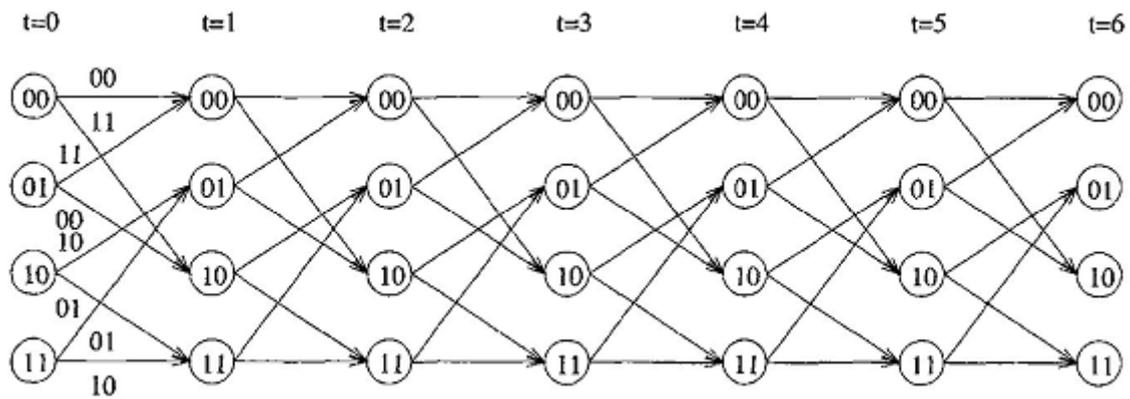
**Fig.1.11:** Codeur convolutif,  $l=3$

Il existe trois méthodes principales pour représenter les code convolutifs : diagramme en arbre, en treillis et diagramme d'états.

La représentation en treillis est la plus utilisée car elle tient compte du temps et du fait que le fonctionnement du codeur est périodique, c'est à dire que quelque soit l'état initial du codeur, le motif se répète après  $m+1$  décalages.



**Fig.1.12** :Schéma représentant le diagramme d'état [16].



**Fig1.13** : Diagramme en Treillis,  $L=3$  [16].

Chaque nœud représente un état des bits  $In/In-1$  et chaque cas une transition entre un état et un autre état pointillée correspond à  $In+1=0$  et une flèche pleine à  $In+1=1$ . Les deux nombres entre parenthèses sont les symboles (AB) associés à l'état du registre. Une suite de branches passant par les différents nœuds du treillis définit un chemin. Dans le treillis pour aller d'un nœud de départ à un nœud d'arrivée, il existe une infinité de chemins mais une séquence  $S(i)$  ne décrit qu'un seul chemin  $C(i)$ . Si la séquence reçue  $S'(i)$  est perturbée et contient quelques erreurs le chemin  $C'(i)$  sera différent du chemin attendu  $C(i)$ . Ce chemin  $C'(i)$  sera d'autant plus proche du chemin  $C(i)$  que le nombre d'erreurs sera faible.

L'algorithme de Viterbi est une méthode qui permet d'estimer la séquence émise en mesurant l'écart du chemin associé aux symboles reçus par rapport à chaque chemin possible. Le chemin

ayant le plus faible écart sera considéré comme le plus représentatif de la séquence émise réellement et permettra de la reconstituer [15].

## I.12 Entrelacement

Entrelacement est un élément clé dans les systèmes de communications numériques. Le but d'un entrelaceur est de disperser temporellement les données corrélées par le codeur de canal afin de lutter contre les effets des paquets d'erreurs. Ainsi, le désentrelaceur permet de casser les paquets d'erreurs pour présenter au décodeur des erreurs isolées afin de faciliter la tâche de décodage.

Nous pouvons définir l'entrelaceur comme une 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. A chaque entrelaceur est associé un désentrelaceur capable de remettre la séquence à sa sortie dans l'ordre original. En pratique, la fonction d'entrelacement est définie comme d'ensemble de permutations avec l'introduction de retards. Elle est caractérisée par :

- Sa longueur typiquement égale à la taille de la trame codée
- Sa latence causée par l'introduction de retards
- La quantité de mémoire nécessaire pour sauvegarder les éléments retardés
- Son facteur de dispersion donné par la distance minimale entre deux éléments avant et après l'entrelacement

Il existe deux grandes familles d'entrelaceurs : les entrelaceurs en blocs et les entrelaceurs convolutifs . Nous nous intéressons plus particulièrement aux entrelaceurs en blocs.

Dans un entrelaceur bloc classique, les données sont écrites ligne par ligne dans une matrice et ensuite elles sont lues colonne par colonne. Il existe d'autres types d'entrelaceurs en blocs à savoir les entrelaceurs aléatoires, pseudo-aléatoires et circulaires. Un entrelaceur aléatoire est un entrelaceur bloc qui est généré par une permutation aléatoire. La permutation aléatoire peut être obtenue en pratique par un générateur de séquence pseudo-aléatoire. On parle alors d'entrelaceurs pseudo-aléatoires qui sont souvent utilisés lors des études algorithmiques des systèmes de communications numériques en raison de leurs performances. En pratique des entrelaceurs réguliers sont utilisés à la place des entrelaceurs pseudo-aléatoires dans l'objectif

de réduire la complexité . La construction de l'entrelaceur est un problème d'optimisation prenant en considération les questions de latence, de mémoire requise et de la capacité à disperser les éléments bruités. Le choix d'un entrelaceur doit être spécifique à l'application et validé par simulation.

### **I.13 Convertisseur bit/symbole (mapper)**

La conversion bit/symbole est une bijection entre les données binaires groupées par vecteur et une constellation de modulation numérique. Ainsi, chaque vecteur de taille  $q=\log_2(M)$  est représenté par un symbole de la constellation à  $M$  points. On appelle  $q$  l'ordre de modulation. Le but de la conversion bit/symbole (ou autrement dite modulation numérique) est d'assurer un débit de transmission ciblé par l'application avec un taux d'erreur acceptable en considérant les caractéristiques du canal de transmission et le pouvoir de correction du système émission/réception[10].

### **I.14 La description de l'émetteur BICM-MIMO**

Au niveau de l'émission, une transmission MIMO avec codage de canal consiste à diviser la trame binaire à transmettre en sous-frames. Les sous-frames sont codées, entrelacées et modulées par une seule ou plusieurs couches. Elles sont en suite transmises sur les différentes antennes suivant une répartition verticale, horizontale ou diagonale. A partir des trois répartitions possibles ,nous obtenons les trois techniques suivantes:

#### **I.14.1 HE-LST(Horizontal Encoding-Layered Space Time)**

Chaque sous-trame d'information est codée, entrelacée, modulée indépendamment et transmise par une antenne émettrice figure 1.15. L'avantage des système est qu'il est flexible et simple à mettre en œuvre, mais en contre partie il n'exploite pas la diversité spatiale du système à l'émission.

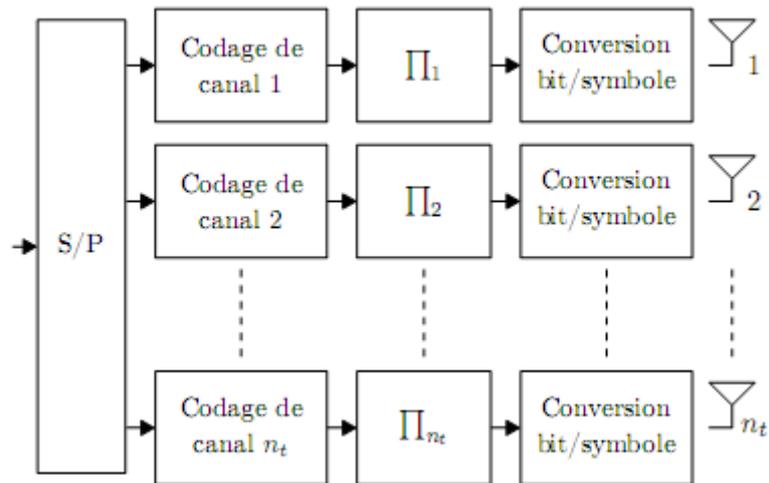


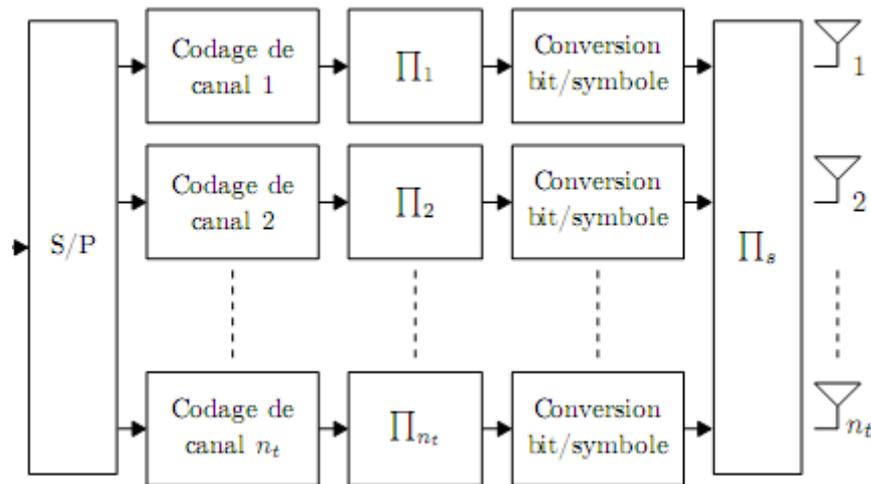
Fig.1.14: structure de la technique HE-LST

### I.14.2 DE-LST(Diagonal Encoding-Layered Space Time)

Chaque sous-trame d'information est codée, entrelacée, modulée indépendamment. Les symboles modulés de chaque sous-trame sont ensuite transmis successivement par chaque antenne émettrice en utilisant un entrelaceur espace-temps de type diagonal. Ainsi, chaque sous-trame transmise subit tous les évanouissements du canal MIMO. L'avantage de ce système est qu'il exploite la diversité en émission, cependant son implantation reste difficile à mettre en œuvre.

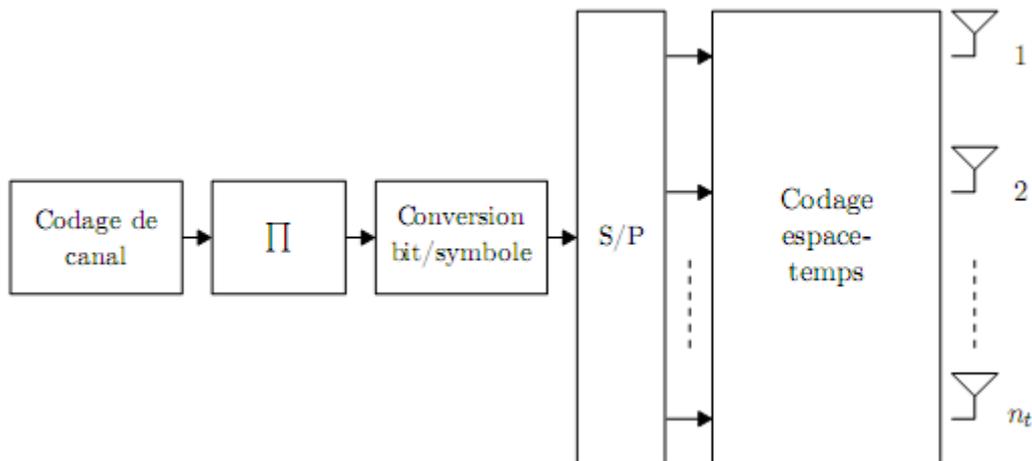
### I.14.3 VE-LST(Vertical Encoding-Layered Space Time)

La trame d'information est codée, entrelacée et modulée en une seule couche (figure 1.16). Chaque symbole modulé de la trame codée est ensuite transmis par une des antennes émettrices.



**Fig.1.15:** Structure de la technique DE-LST

Ils'agit de modulations codées à bits entrelacés (dites également BICM: Bit Inter leaved Coded Modulation) associées aux codage espace-temps. On parle des structure ST-BICM (Space Time BICM), une extension de BICM, utilisant plusieurs antennes à l'émission . Ce système offre un compromis entre complexité et diversité car d'une part le découpage de trame se fait après la modulation et avant la transmission et d'autre part chaque symbole subit des évanouissements différents dans le canal.



**Fig1.16:** Structure de la technique ST-BICM

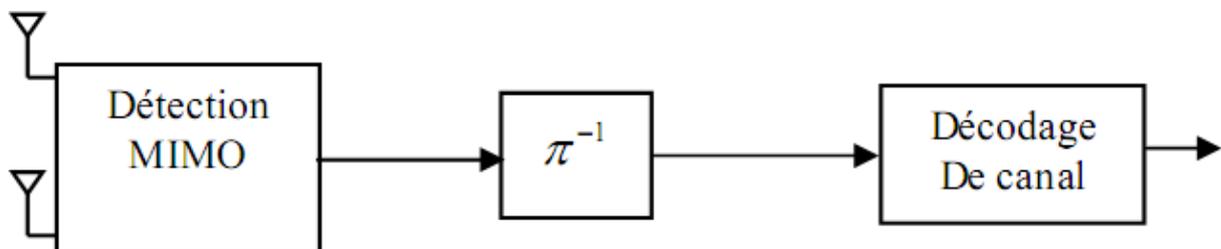
Parmit les différentes techniques d'émission MIMO, nous nous intéressons plus particulièrement à la technique ST-BICM permettant d'obtenir à la fois un gain de diversité et un gain de multiplexage. Nous présentons ensuite le système d'émission ST-BICM et nous détaillons les différentes parties de la structure BICM :

Une structure BICM (Modulation codée avec entrelacement de bits) est définie par la concaténation d'un codeur de canal, d'un entrelaceur binaire, et d'un convertisseur bits vers symboles appartenant à une constellation de modulation particulière. Nous introduisons ensuite les différents organes de la structure BICM.

Le schéma de principe du système ST-BICM est représenté dans la figure 1.18 il est composé d'un BICM, d'un code espace-temps à rendement plein et d'un nombre  $N_t$  d'antennes d'émission. Le codage espace-temps consiste à regrouper les symboles à transmettre en vecteurs puis à multiplier chaque vecteur par une matrice espace-temps. Les symboles à transmettre sont donc étalés dans la dimension temporelle et/ou spatiale. Un système ST-BICM est ainsi capable d'exploiter la diversité spatiale de transmission et la diversité temporelle grâce à l'association du code espace-temps et de la structure BICM.[10]

### I.15 La description du récepteur BICM-MIMO

On a plusieurs schémas d'un récepteur de la technique BICM et ce schéma est appelé « récepteur non itératif »



**Fig.1.17:**Récepteur BICM-MIMO

Dans notre étude, on s'intéresse au type « récepteur non itératif » vu que la simplicité d'implémentation. Les différentes fonctions du côté réception sont indépendantes.

Après le décodage ST, il y aura le traitement inverse : Conversion symbole/bit, le désentrelacement et décodage de canal sont effectués successivement.

Les symboles reçus sont convertis en bits binaires selon une constellation d'une modulation particulière, les bits résultants de cette conversion sont ensuite désentrelacés 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 [11].

## **I.16 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons défini les différents systèmes MIMO, ainsi que la modulation à bit entrelacé et ses types, puis la diversité, et le codage de canal, puis la technique BICM et nous avons détaillé leurs différentes étapes et ses diverses opérations et fonctions, entrelacement et la conversion bit/symbole en termes de transmission et de réception.

Dans le chapitre suivant nous allons étudier les fonctions orthogonales à forme d'onde d'Hermite

## **Chapitre 2**

Les formes d'ondes orthogonales  
d'Hermite utilisées en  
communication numérique

## II.1 Introduction

Le but de ce chapitre est de présenter la mise en œuvre du système de transfert en utilisant la base des fonctions orthogonales d'Hermite et des récepteurs optimaux. Dans l'émetteur, chaque bit retient ou reflète l'impulsion d'émission pour former un système antipodal. Ici, le terme antipodal fait référence à des symboles binaires et appelle la forme simple  $\{0 \text{ et } 1\}$ ,  $\{1 \text{ et } -1\}$  statut de l'antipodal.

La motivation utilisée pour toutes les informations est une composante du groupe Hermite pulsations. Comme les impulsions sont perpendiculaires, l'amplitude peut être facilement récupérée et chaque impulsion est enregistrée à partir de la forme d'onde intégrée. Par conséquent, des bitmaps indépendants peuvent être envoyés en même temps. En conséquence, la transmission peut être considérée comme un système parallèle.

Avec ce système antipodal, les battements Hermite sont des symboles distinctifs.

L'émetteur continue à envoyer le code après le code, par contre, le récepteur doit connaître le début de chaque code pour pouvoir utiliser l'orthogonalité.

## II.2 Rappel mathématique

Un ensemble de fonctions  $\{f_0(t), f_1(t), f_2(t), \dots\}$  est dit orthogonal sur un intervalle  $[t_1, t_2]$

$$\text{Lois de l'orthogonalité Si : } T(t) = \int_{t_1}^{t_2} f_m(t) f_n(t) dt = \begin{cases} 0, & m \neq n \\ \delta_{mm}, & m = n \end{cases} \quad \text{Eq.2.1}$$

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

Soit,  $s(t)$ , un signal obtenu par une combinaison linéaire de  $f_p(t)$  avec des coefficients  $b_p$

$$S(t) = \sum_{p=0}^{n-1} b_p f_p(t) \quad \text{Eq.2.2}$$

Les coefficients  $b_p$  peuvent être décomposés par :

$$b_p = \int_{t_1}^{t_2} S(t) f_p(t) dt \quad \text{Eq.2.3}$$

Dans les communications numériques,  $b_p$  est utilisé pour transporter les données numériques. La capacité  $b_p$  du signal composite  $S(t)$  nous permet de transmettre  $n$  ensembles de données indépendants simultanément.

Cependant, les fonctions orthogonales de base supplémentaires coûtent toujours plus fort de bande passante, nous allons référer aux fonctions orthogonales  $f_k(t)$  comme la base  $k$  orthogonale.

L'énergie de  $S^2(t)$  peut être calculée par :

$$E_S = \int_{t_1}^{t_2} S^2(t) dt \quad \text{Eq.2.4}$$

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

$$= \sum_{p=0}^{n-1} \int_{t_1}^{t_2} (b_p f_p(t))^2 dt \quad \text{Eq.2.5}$$

Clairement, l'énergie de  $s(t)$  est égale à la somme de l'énergie des formes d'onde individuelles  $b_p f_p(t)$ .

Parce que les données portées par une impulsion orthogonale de base n'interfèrent pas avec les données sur les autres impulsions de transport et les impulsions sont bien séparées en termes d'énergie [11].

### II.3 Fonction orthogonale d'Hermite

Il existe plusieurs familles de fonctions orthogonales qui sont utilisées dans le système à  $N$  dimensions. Certaines fonctions, par exemple, polynômes de Legendre, ils sont orthogonaux mais ne sont pas appropriées pour une transmission numérique. Les polynômes de Legendre, définis par :

$$P_n(x) = \frac{1}{2^n n!} \cdot (d^n/dx^n)(x^2-1)^2 \quad \text{Eq.2.6}$$

Forme un ensemble orthogonal de fonctions sur l'intervalle d'arguments  $x \in [-1, 1]$ . Cependant, les valeurs aux limites d'impulsions ne décroissent pas jusqu'à zéro, c'est-à-dire que  $P_n(\pm 1)$  est 1 ou -1. Cela provoque une discontinuité aux limites d'impulsions adjacentes.

En raison de la transition de frontière, la forme d'onde polynomiale de Legendre n'est pas un bon choix pour la transmission binaire.

Les fonctions de choix pour le système de transmission parallèle sont les fonctions d'un cylindre parabolique,  $\psi_j(x)$ , qui sont développées à partir de polynômes d'Hermite. Les fonctions d'un cylindre parabolique forment un ensemble orthogonal de  $(-\infty, \infty)$  dit théorique dans le domaine temps-fréquence en raison de la difficulté de générer leurs formes d'onde compliquées, les applications des fonctions Hermite ont été peu nombreuses dans le passé.

La technologie d'aujourd'hui, par exemple, Digital Signal Processing (DSP), nous permet de produire des formes d'ondes arbitraires. Ainsi, la complexité n'est plus un problème

La fonction du  $j^{\text{ème}}$  d'un cylindre parabolique,  $\psi_j(x)$ , est défini par :

$$\Psi_j(x) = \frac{e^{-\frac{1}{4}x^2}}{\sqrt{j! \sqrt{2\pi}}} \text{He}_j(x) \quad \text{Eq.2.7}$$

Où  $\text{He}_j(x)$  est un polynôme de Hermite définie par :

$$\text{He}_j(x) = e^{\frac{x^2}{2}} \left( -\frac{d}{dx} e^{-\frac{x^2}{2}} \right)^j \quad \text{Eq.2.8}$$

La fonction du  $j^{\text{ème}}$  du cylindre parabolique est identifiée comme fonction orthogonale de Hermite du  $j^{\text{ème}}$  de l'extraction du polynôme défini dans l'équation 2.8 résulte dans :

$$\begin{aligned} \text{He}_0(x) &= 1 \\ \text{He}_1(x) &= x \\ \text{He}_2(x) &= x^2 - 1 \\ \text{He}_3(x) &= x^3 - 3x \\ \text{He}_4(x) &= x^4 - 6x^2 + 3 \end{aligned} \quad \text{Eq.2.9}$$

Récursivement, la  $(j + 1)$  ème polynôme de Hermite peut être généré à partir de de la même façon :

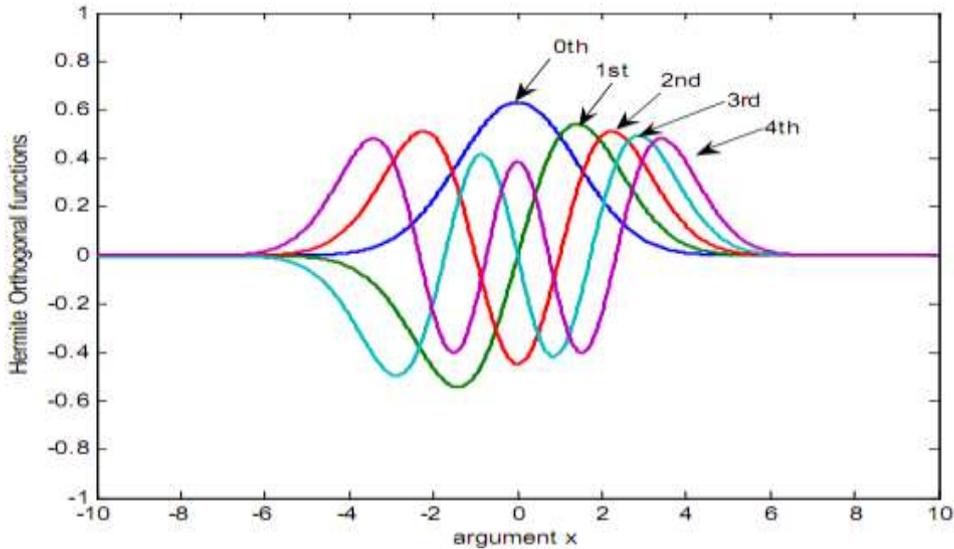
$$\text{He}_{j+1}(x) = x\text{He}_j(x) - x\text{He}_{j-1} \quad \text{Eq.2.10}$$

$$\Psi_{j+1}(x) = \frac{x}{\sqrt{j+1}} \Psi_j(x) - \sqrt{\frac{j}{j+1}} \Psi_{j-1}(x) \quad \text{Eq.2.11}$$

Selon la Figure 2.1 la largeur des impulsions d'ordres supérieurs est toujours supérieure. Cependant, toutes les fonctions de Hermite, contiennent de façon intéressante.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_m^2(x) \cdot dx = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_n^2(x) \cdot dx = 1 \quad \text{Eq.2.12}$$

Pour tout m et n, cette propriété garantit l'égalité de l'énergie dans toutes les dimensions.



**Fig.2.1:** Les cinq premières fonctions orthogonales d'Hermite,  $\Psi_n(X)$  [11] .

#### II.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 de temps infini. Cependant, leurs valeurs s'annulent rapidement et de façon monotone pour des valeurs plus grandes des arguments. Comme les fonctions d'Hermite sont orthogonales de  $(-\infty \text{ à } \infty)$ , il est évident que l'interférence inter-symbole (ISI) ne peut pas être complètement évitée.

Soit  $T_b$  la période de bit de la transmission série originale. Un total de n bits est complété en durée de transmission de  $n \times T_b$ . Pour être comparables au système en série original, toutes les n impulsions de base du système n-dimensionnel doivent également entrer dans le  $n \times T_b$ . Ainsi,  $n \times T_b$  est la période de symbole du système n-dimensionnel.

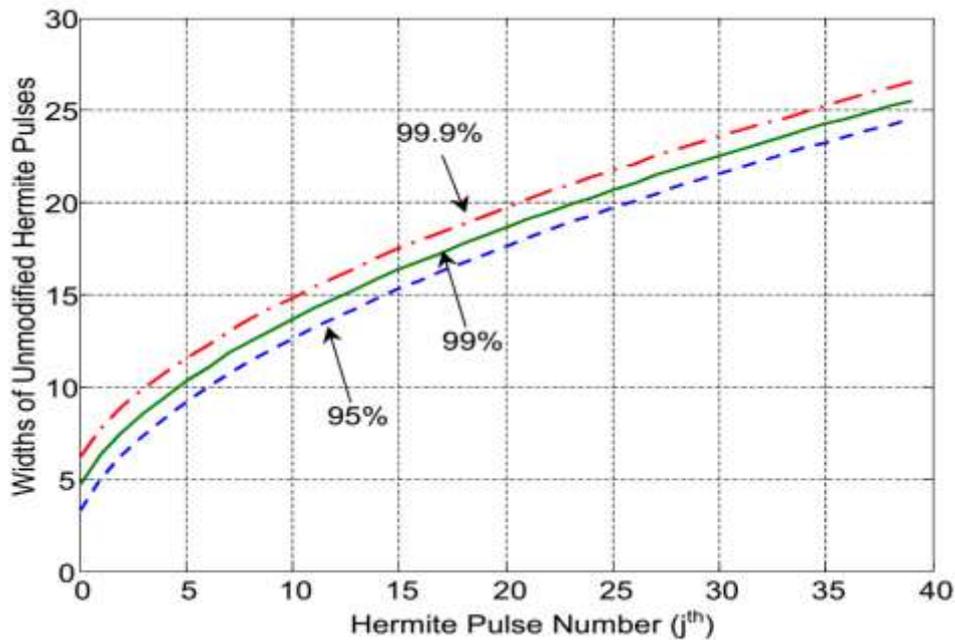
Étant donné un système à n dimensions et un débit de transmission de  $R_b = 1 / T_b$ , le but est de déterminer une expression pour l'impulsion de base d'émission,  $f_p(t)$  de la fonction orthogonale d'origine d'Hermite  $\psi_p(t)$ . Puisque  $\psi_p(t)$  est une forme d'onde infinie dans le temps avec une énergie unitaire, il est impossible de mettre  $\psi_p(t)$  à l'échelle de la période de

symbole souhaitée  $n \times T_b$  avec 100% d'énergie binaire. Ainsi, un pourcentage de l'énergie d'impulsion qui doit être comprise dans la période de symbole doit être spécifié.

Pour déterminer l'échelle  $T_n$ , un critère sur l'énergie est introduit. Considérons d'abord une version tronquée de la fonction de base  $\psi_n(t)$ . La largeur d'impulsion  $W_n$  du  $n^{\text{th}}$  Hermite fonction orthogonale, qui garantit  $\rho$  pour cent d'énergie dans  $[-W_n/2, W_n/2]$  satisfait à la

$$\frac{\int_{-0.5W_n}^{0.5W_n} |\Psi_n(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |\Psi_n(t)|^2 dt} = \frac{\rho}{100} \quad \text{Eq.2.13}$$

Pour le même  $\rho$ ,  $W_n$  est toujours supérieur à  $W_m$  pour  $n > m$ . Malheureusement, les fonctions d'Hermite sont sous la forme d'une exponentielle de  $x$  au carré négatif. Les solutions analytiques pour  $W_n$  ne sont pas disponibles dans la pratique. Par conséquent, une méthode numérique est une approche appropriée pour évaluer  $W_n$ . Les largeurs d'impulsion  $W_n$  pour les 40 premières impulsions orthogonales d'Hermite à différents critères de pourcentage d'énergie sont représentées sur la figure.



**Fig.2.2:** Largeurs des impulsions Hermite originales  $\psi_j(t)$  [6].

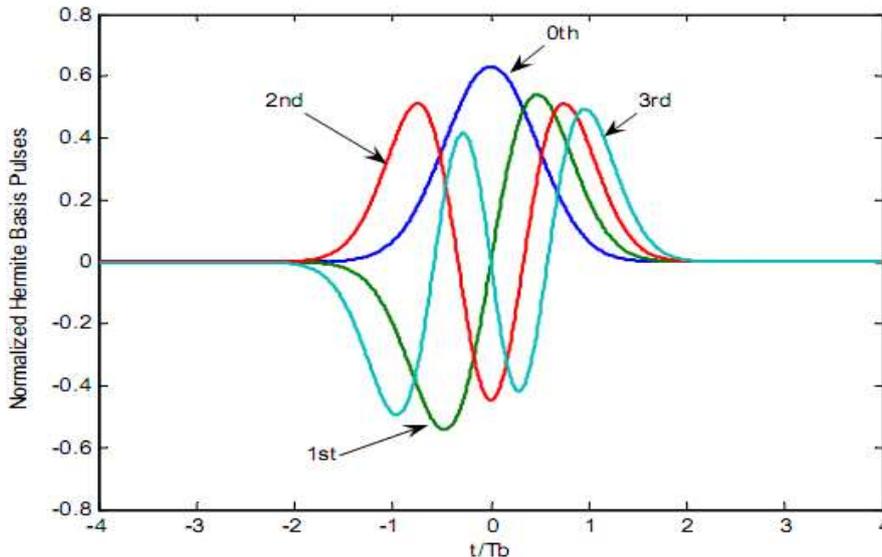
En mettant à l'échelle les fonctions de Hermite par la largeur d'impulsion  $W_n$ , le rendement de l'énergie des impulsions de Hermite  $\psi_p(t \times W_n)$  pour  $p \leq n$  se situe dans  $t \in [-0.5, 0.5]$ , un intervalle unitaire sur l'axe des temps. Notre objectif est d'avoir  $n$  impulsions orthogonales dans  $[-0.5nT_b, 0.5nT_b]$ , la période symbole. Par conséquent, l'impulsion de base de transmission devient :

$$f_p(t) = \Psi_p\left(\frac{t}{nT_b w_n}\right) \quad \text{Eq.2.14}$$

Par conséquent, le facteur d'échelle  $T_{n-scal} = w_n/nT_B$ .

Il est commode d'exprimer les impulsions de base en utilisant un temps normalisé. Soit  $\tau$  le temps normalisé défini par  $\tau = t / T_b$ , où  $t$  et  $T_b$  sont le temps d'émission réel et la période binaire, respectivement. Sur l'axe temporel normalisé,  $n$  impulsions orthogonales s'inscrivent dans l'intervalle  $[-0,5n, 0,5n]$ . L'intervalle représente  $n$  périodes de bit, qui est la période de symbole du système à  $n$  dimensions.

$$f_p(\tau) = \Psi_p\left(\tau \frac{w_4}{4}\right) \quad \text{Eq.2.15}$$



**Fig.2.3:** Représentation des quatre premières impulsions d'Hermite sur l'axe de temps normalisé[6].

### II.5 Système de transmission sans codage

Les impulsions infinies d'Hermite peuvent être contraintes à être suffisamment orthogonale dans une période désignée. Donc, un ensemble de formes d'ondes orthogonales.

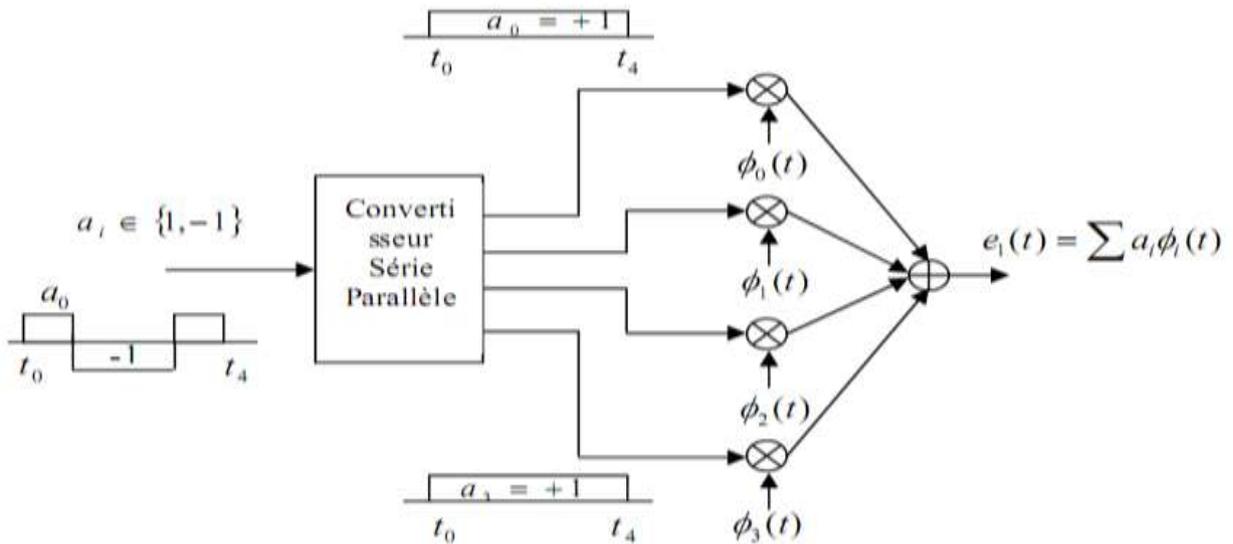
Dans les systèmes  $n$ -dimensionnels,  $n$  flux de données indépendants sont transmis simultanément. Typiquement, le flux de données est envoyé au modulateur bit par bit.

Le schéma fonctionnel du système de transmission est représenté sur la figure 2.4.

D'après la figure 2.4, côté émetteur, les données binaires (la valeur est 1 ou -1) modifie la polarité de la forme d'onde de base. La forme d'onde d'émission est une combinaison des

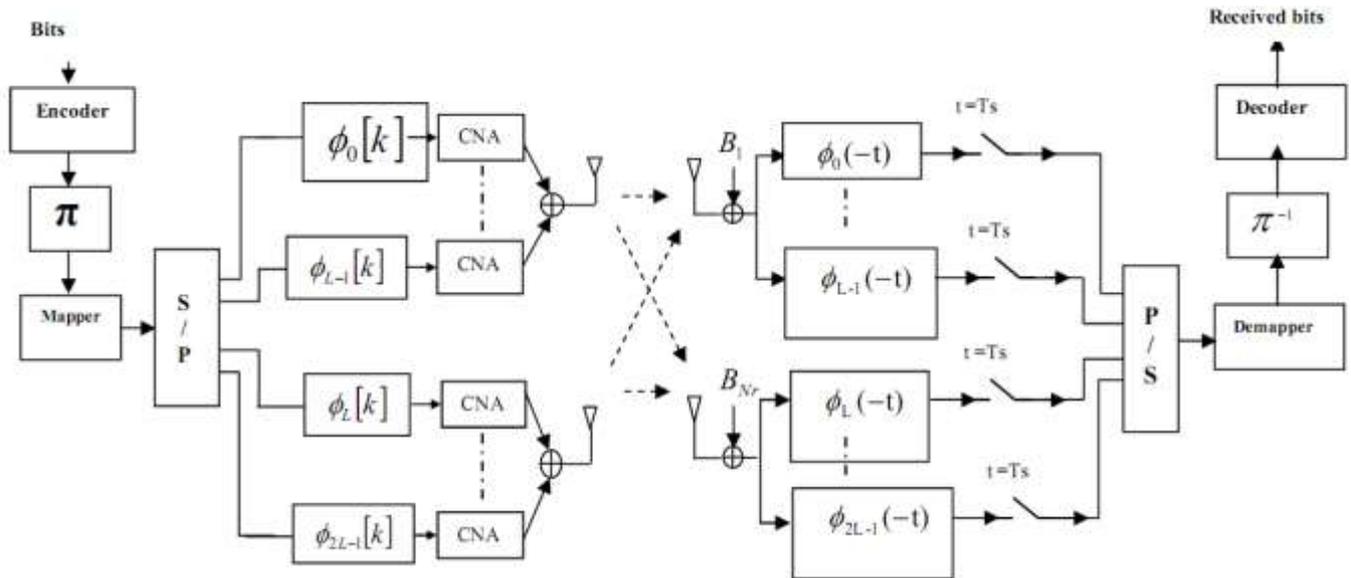
formes d'onde individuelles signées. Soit  $h_i(t)$  pour  $i = 0, 1, \dots, n-1$ . La forme d'onde d'émission dans une période de symbole est alors écrite comme[6].

$$s_1(t) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i h_i(t) \tag{Eq.2.16}$$



**Fig.2.4:** Implémentation directe de la transmission d'un seul symbole dans un système à 4 dimensions

**II.6 Système de détection**



**Fig.2.5:** Schéma de transmission du système MIMO à filtre adapté et échantillonneur

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, 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 répondus 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 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  $\emptyset_i(k)$  est  $\emptyset_i(k)_{t=kT_e}$ . Ainsi, le dernier échantillon est  $\emptyset(N_{fir}-1)$ , qui représente la valeur de l'impulsion à l'instant  $t=(N_{fir}-1)*T_e$ . Puisque le symbole émis va durer  $NT_b$  où  $T_b=1/D_b$ , le nombre d'échantillons  $N_{fir}$  peut être déterminé par

$$N_{fir} = NT_b / T_e \quad \text{Eq.2.17}$$

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  $1.25 D_b$  et la période maximale d'échantillonnage  $T_e$  est  $T_b / 1.25$  [11].

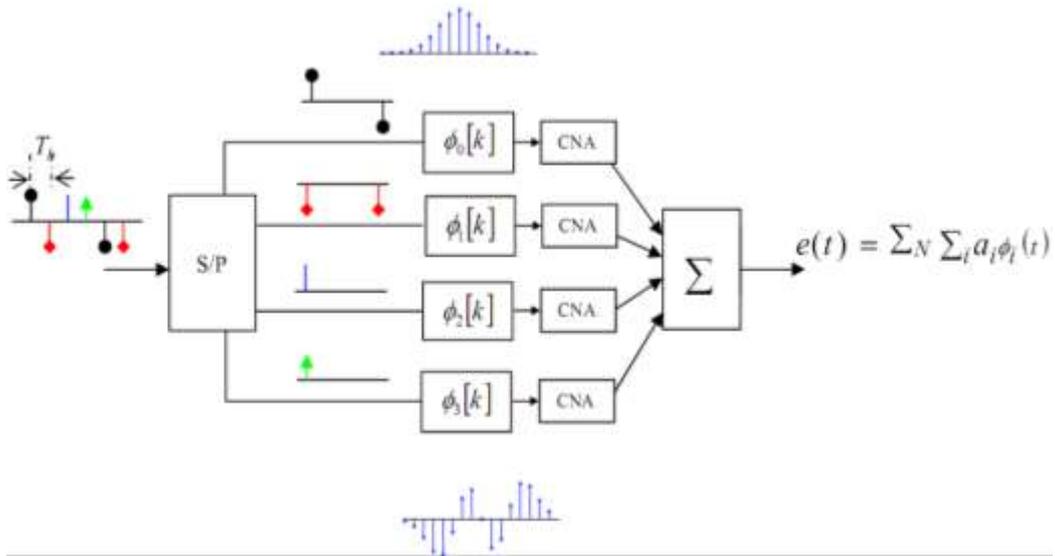


Fig.2.6: Schéma fonctionnel d'implémentation pratique de filtres numériques FIR.

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 2.7 illustre une implémentation alternative du récepteur en temps continu à l'aide des filtres adaptés et des échantillonneurs.

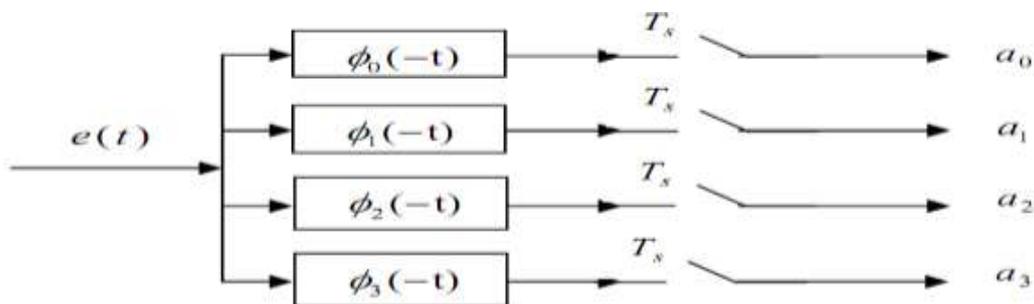


Fig.2.7: Un récepteur alternatif se sert des filtres adaptés et des échantillonneurs.

## **II.7 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons exposé les polynômes d'Hermite ainsi que des rappels importants sur l'utilisation des fonctions orthogonales et l'exploitation d'Hermite dans la transmission numérique, ce qui nous permet de récupérer les informations émises à l'aide du filtre adapté.

# **Chapitre03**

Résultat et simulation

## I.1 Introduction

Dans ce chapitre, les simulateurs de la technique BICM dépendent du système utilisé « MIMO Hermite non coder et MIMO Hermite coder », qui sont définies sous l'hypothèse que le système varie à temps symbole. L'utilisation des récepteurs à filtre adapté afin de détecter des signaux noyés dans le bruit est un moyen largement étudié, le rapport signal sur bruit (SNR) au niveau du récepteur est maximal pour accroître le pouvoir de séparation de deux impulsions rapprochées. On peut répartir cette étude en deux parties :

La première étude concerne le système MIMO non codé.

La seconde consiste à étudier le système MIMO avec codage à la recherche de plusieurs facteurs contribuant à l'amélioration des performances.

## III.2 Cas système MIMO non codé

On va changer plusieurs facteurs qui affectent les performances du système :

- . Canal
- . Taille du paquet d'information
- . Mapping
- . Ordre de modulation

### III.2.1 Effet du type de modulation

Type de canal	Rayleigh
Type de mapping	mapping_gray
L'ordre de modulation	Bpsk, Qpsk, 8psk
Taille de paquet	12 bits
Largeur	wn=16,12.5,11
Nombre de symbole	Nper=1000

**Tableau.3.1** : Représentation des paramètres de l'effet de type de modulation

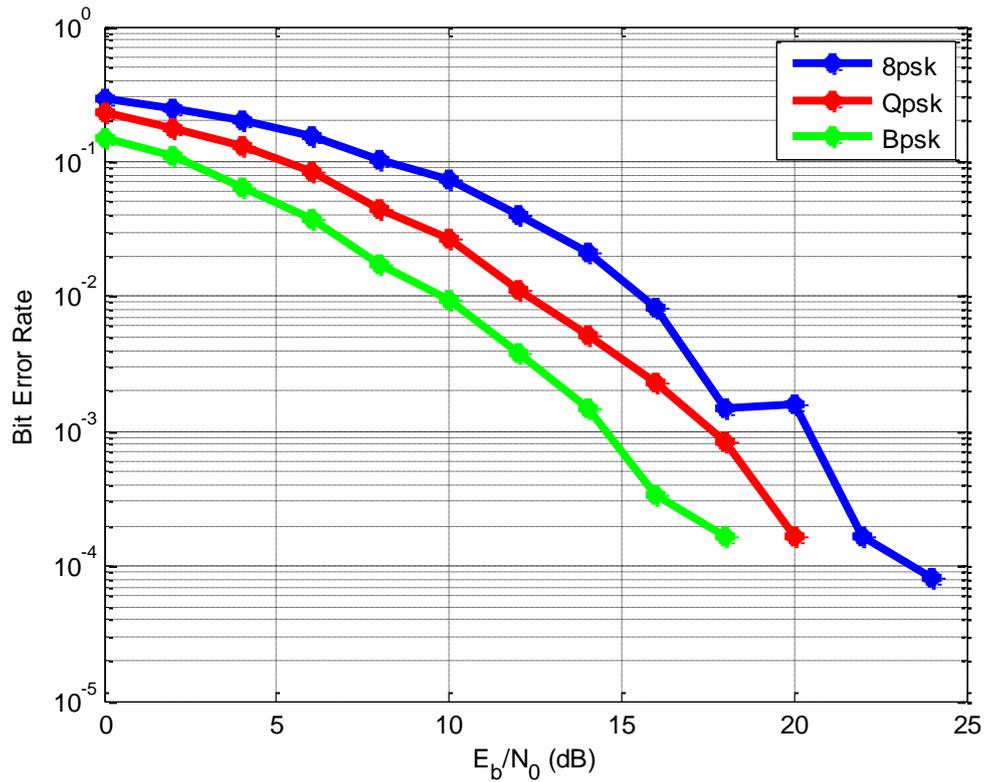


Fig.3.1: Représentation l’effet de type de modulation.

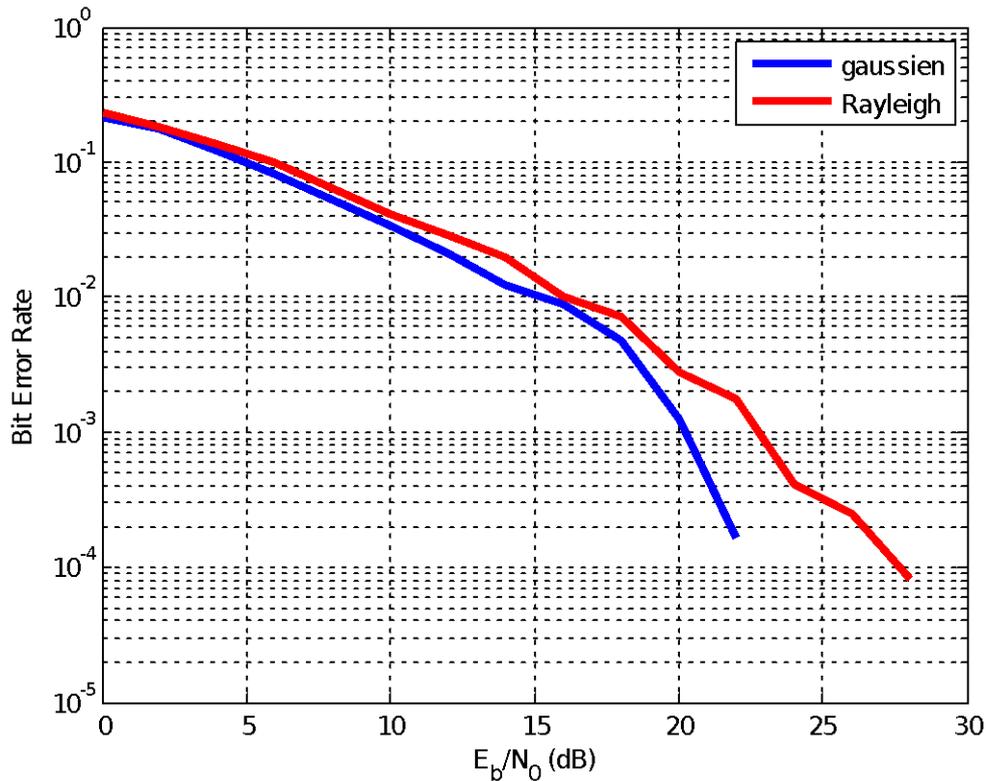
A travers cette figure on conclure que la performance du système MIMO non codé être meilleure quand le nombre d’états de la modulation est diminué

### III.2.2 L’effet du canal

Les paramètres utilisées

Type de canal	Rayleigh,Gaussien
Type de mapping	mapping_gray
L’ordre de modulation	Qpsk
Taille de paquet	12 bits
Largeur	wn=16
Nombre de symbole	Nper=1000

Tableau.3.2 :Représentation les paramètre de l’effet du canal



**Fig.3.2:** Représentation l'effet de type de canal

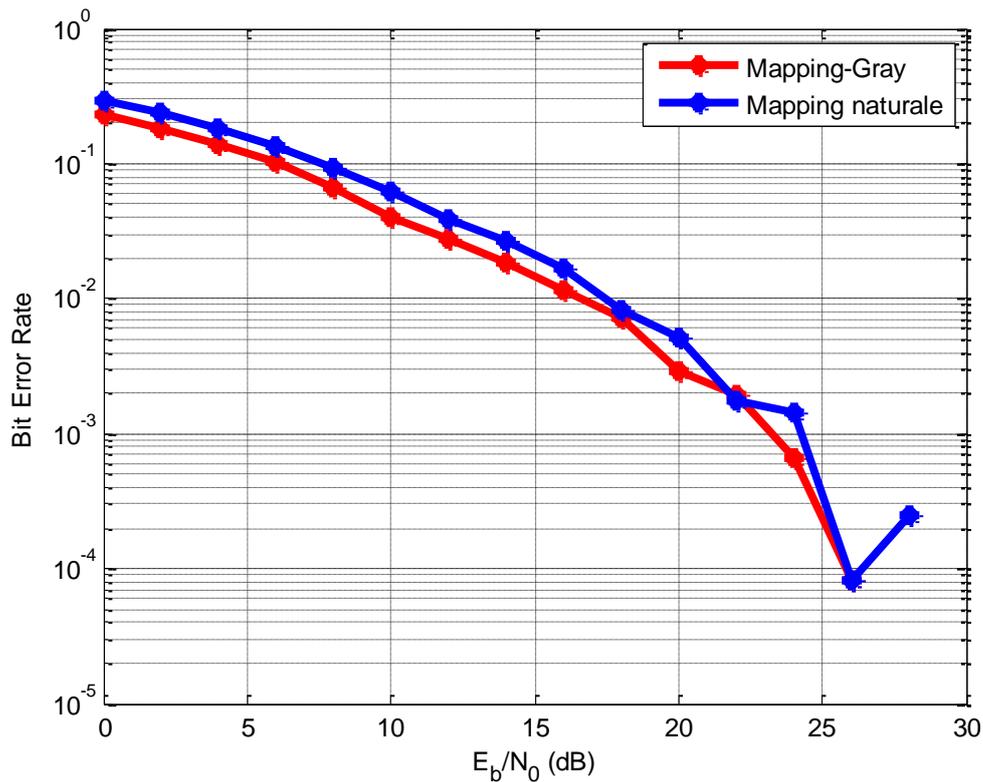
Cette figure montre l'influence du canal sur les performances global du système. On constate clairement que le canal gaussien offre une bonne performance comparativement au canal de Rayleigh .

### III.2.3 Effet du Type de mapping

Les paramètres utilisées

Type de canal	Rayleigh
Type de mapping	mapping,mapping_gray
L'ordre de modulation	Qpsk
Taille de paquet	12 bits
Largeur	wn=16
Nombre de symbole	Nper=1000

**Tableau.3.3 :**Représentation les paramètre de l'effet du type de mapping



**Fig.3.3:** TEB en fonction du SNR [dB], pour différents type de mapping.

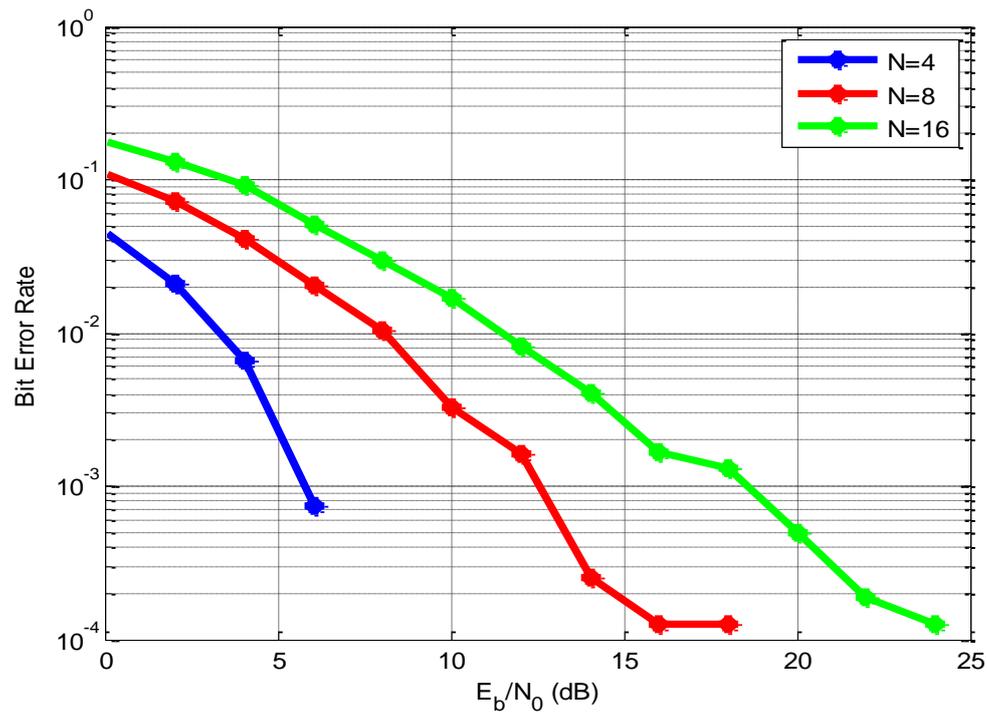
A partir de cette figure on constate que le mapping\_Gray offre une meilleure performance que le mapping.binaire naturel .

### III.2.4 Effet de la taille du paquet

Les paramètres utilisés

Type de canal	Rayleigh
Type de mapping	mapping_gray
L'ordre de modulation	Qpsk
Taille de paquet	4,8,16 bits
Largeur	wn=11,14,18
Nombre de symbole	Nper=1000

**Tableau.3.4:** Représentation les paramètres du l'effet de la taille du paquet



**Fig.3.4 :**TEB en fonction du SNR [dB], pour des tailles de paquet

Nous pouvons conclure que :

Lorsque la longueur du symbole est égale à 4 bits, le TEB est très élevé et diminué pour 8 et 16 bits .Donc pour obtenir une bonne performance on doit diminuer le nombre de bits.

### III.3 Cas système MIMO codé

On utilise les paramètres suivants

- . Canal
- . Taille du paquet d'information
- . Mapping
- . Ordre de modulation
- . La taille de mémoire

III.3.1 Effet du type de modulation

Type de canal	Rayleigh
Type de mapping	mapping_gray
L'ordre de modulation	Bpsk,Qpsk,8psk
Taille de paquet	12 bits
Largeur	wn=22,14,5,11
Nombre de symbole	Nper=1000

Tableau.3.5 :Représentation les paramètre du l'effet du type de modulation pour MIMO codé

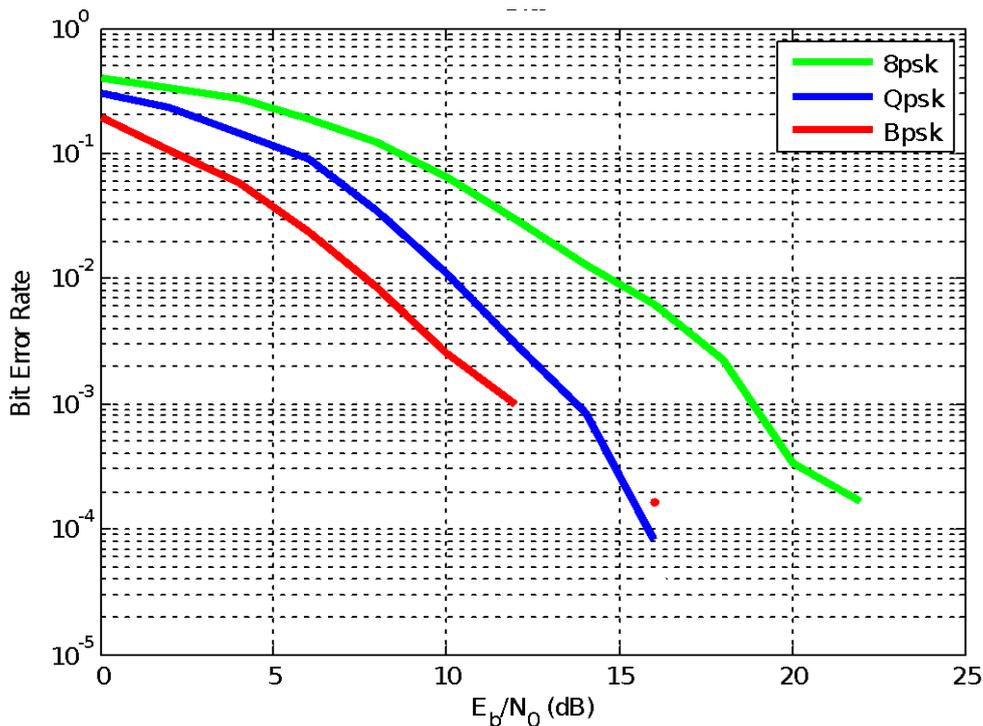


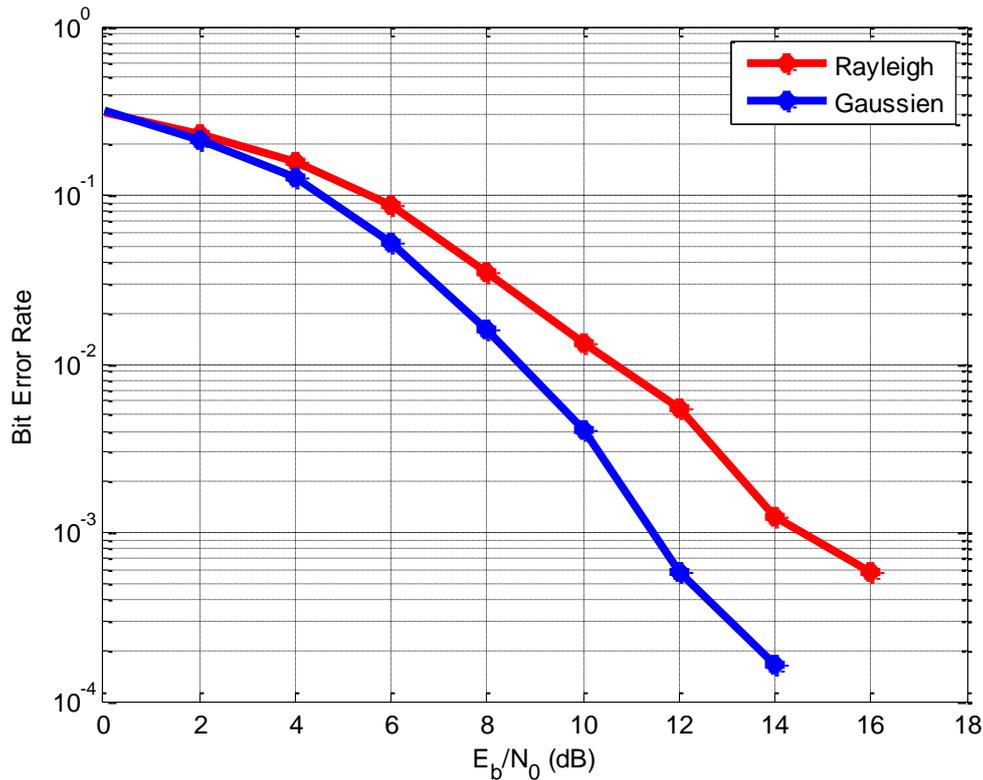
Fig.3.5: Représentation l'effet de type de modulation pour MIMO codé.

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

III.3.2 L'effet du canal

Type de canal	Rayleigh,gaussien
Type de mapping	mapping_gray
L'ordre de modulation	Qpsk
Taille de paquet	12 bits
Largeur	wn=16
Nombre de symbole	Nper=1000

Tableau.3.6 :Représentation les paramètre de l'effet du canal pour MIMO codé



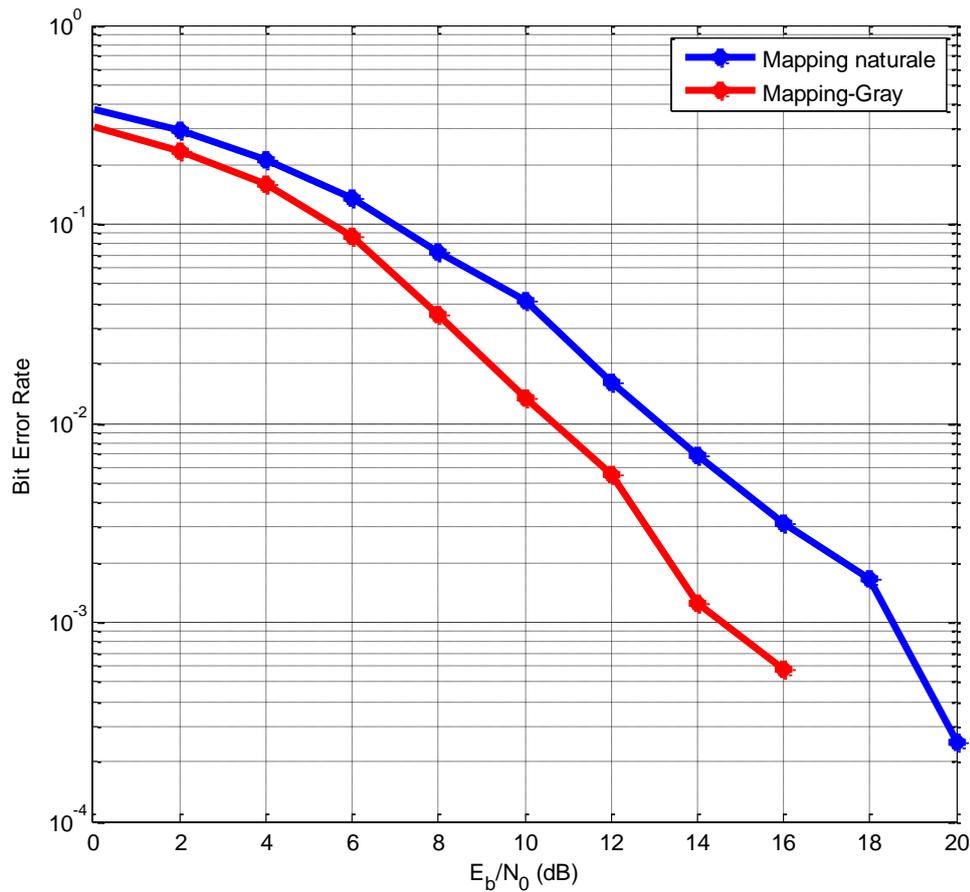
**Fig.3.6:** Représentation l'effet de type de canal pour MIMO codé

La figure 3.6 compare les performances du système : MIMO codé en utilisant la modulation QPSK, avec le mapping Gray sur les canaux AWGN et Rayleigh. Il est évident que le canal gaussien offre une meilleure performance.

### III.3.3 Effet du Type de mapping

Type de canal	Rayleigh
Type de mapping	mapping_gray,mapping
L'ordre de modulation	Qpsk
Taille de paquet	12 bits
Largeur	wn=16
Nombre de symbole	Nper=1000

**Tableau.3.7 :**Représentation les paramètre de l'effet du type de mapping pour MIMO codé



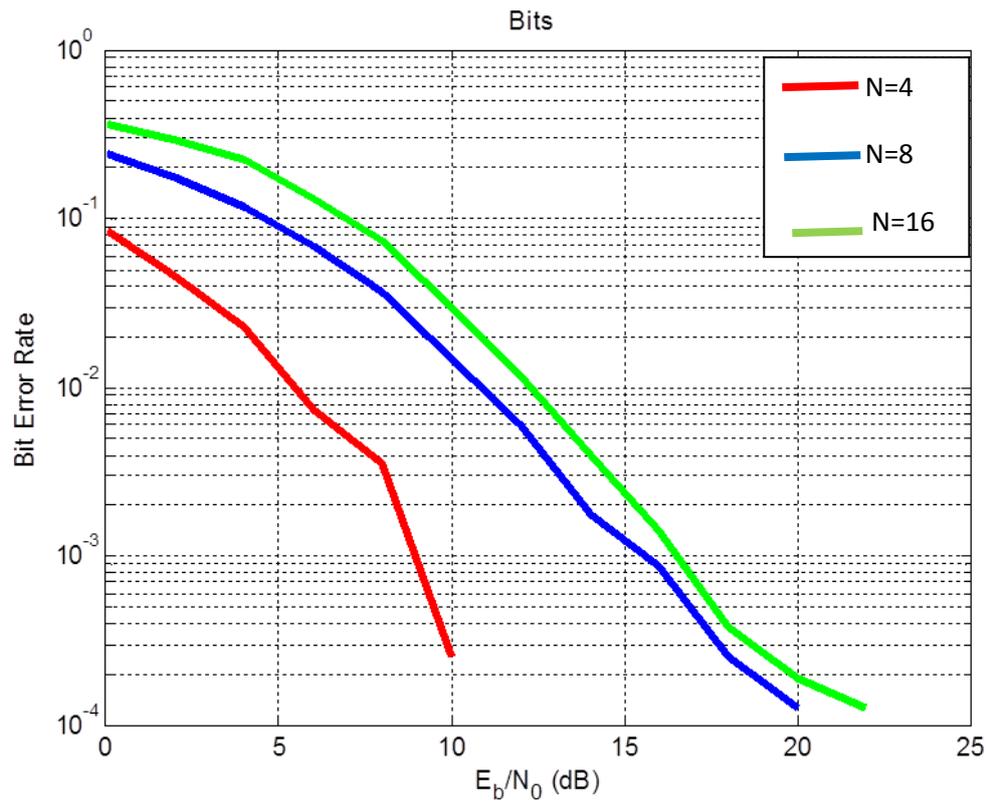
**Fig.3.7:** TEB en fonction du SNR [dB], pour différents type de mapping pour MIMO codé

On remarque que le mappage\_Gray offre de meilleures performances par rapport au mapping naturel binaire.

### III.3.4 Effet de la taille du paquet

Type de canal	Rayleigh
Type de mapping	mapping_Gray
L'ordre de modulation	Qpsk
Taille de paquet	4,8,16 bits
Largeur	wn=14,18,24
Nombre de symbole	Nper=1000

**Tableau.3.8:** Représentation des paramètres de l'effet de la taille du paquet pour MIMO codé



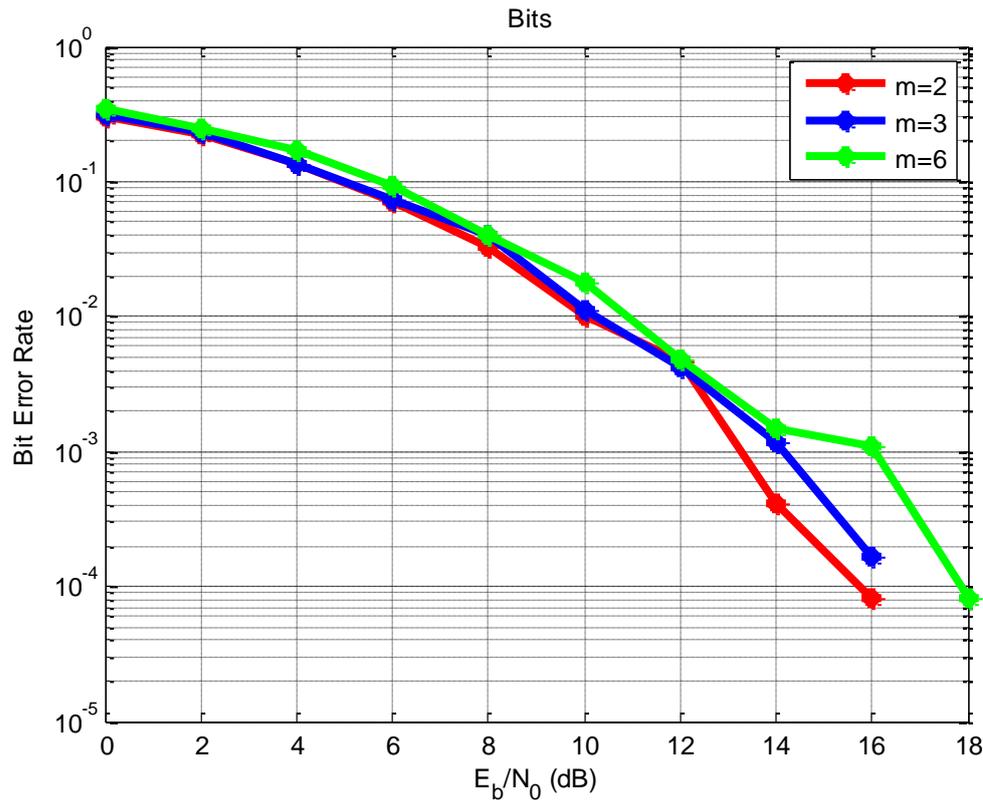
**Fig.3.8 :** TEB en fonction du SNR [dB], pour des tailles de paquet pour système MIMO codé

On constate que la performance du système diminue quand la taille du paquet augmente. Par conséquent, pour obtenir de bonnes performances, nous devons réduire la taille du trame.

### III.3.5 L'effet de la mémoire du code

Type de canal	Rayleigh
Type de mapping	mapping_Gray
Taille de paquet	12 bits
Largeur	wn=16
Nombre de symbole	Nper=1000
L'ordre de modulation	Qpsk
Taille de mémoire de codeur	m=2,3,6

**Tableau.3.9 :** Représentation des paramètres l'effet de la mémoire du codeur



**Fig.3.9** :Performances du système MIMO codé pour différents tailles de la mémoire du codeur

D'après la figure 3.9, on constate que l'augmentation de la taille de la mémoire du système MIMO codé contribue à diminuer les performances du système.

### III.4 Conclusion

Le système MIMO codé offre des meilleures performances du système par rapport au système MIMO non codé.

Les codes convolutifs trouvent beaucoup d'applications dans le développement des systèmes de transmission. L'avantage de ce genre de codes est la possibilité d'améliorer les performances de canal « contrôler et corriger les erreurs ». Dans ce travail de mémoire, le canal est supposé parfaitement connu par le récepteur.

Dans cette simulation plusieurs facteurs sont testés tel que le type de canal, le mapping, la taille de paquet et l'ordre de modulation. On conclut que ces fonctions ont prouvé leur efficacité en transmission numérique.

# **Conclusion générale**

### Conclusion générale

L'amélioration du débit est devenue nécessaire ces derniers temps, ce qui a conduit à la découverte du système MIMO, qui exploite plusieurs antennes d'émission et de réception. Ce type de transmission peut augmenter d'une manière substantielle l'efficacité spectrale.

On a abouti à un schéma intégrant une chaîne complète de transmission MIMO, 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.

Dans ce mémoire, nous nous sommes concentrés sur le code orthogonal en particulier les codes orthogonaux qui permettent de séparer les signaux reçus. Ces symboles orthogonaux dépendent des nombreuses frontières d'Hermite, c'est pourquoi nous les avons introduits une grande partie de ce travail.

Ensuite, comme application sur la technique BICM, nous avons proposé un système MIMO avec deux antennes émettrices et deux antennes dans le récepteur,

La simulation du système MIMO pour les modulations BPSK, QPSK et 8-PSK et elle a prouvé que le système proposé offre des bonnes performances en terme du taux d'erreur binaire.

Enfin, les simulations ont montré que l'utilisation des polynômes d'Hermite avec la technique BICM-MIMO contribue à l'augmentation du débit.

# **Bibliographie**

# **bibliographie**

- [1] Ahamat Badawi Hamit et Fozin Tedjeugang J. Collins « Les antennes intelligentes MIMO » Thèse de Magister en Télécommunications, 2006.
- [2] I. E. Telatar, «Capacity of multi-antenna Gaussian channels » European Transactions on Telecommunications, 10(6):585–595, 1999.
- [3] J. K. Cavers M. Liao, «Adaptive compensation for imbalance and offset losses in direct conversion transceivers» , IEEE 1991.
- [4] J. G. Proakis, «Digital Communications», McGraw Hill, 1995.
- [5] M. Stein, « Les modems pour la transmission de données numériques», 2<sup>ème</sup> Édition, Masson, Paris, 1991.
- [6] Cherchali Abdelghani et Hamraoui Redouane << Transmission à haut débit basée sur les polynômes d’Hermite En utilisant des corrélateurs en réception>> Mémoire du Projet de Fin d’Études 2018
- [7] Melle Benosman Radia et Melle Sidhoum Amel <<Etudes et simulation des performances des systèmes MIMO en configurations STBC et V-BLAST >> mémoire master ,Soutenu en juin 2013
- [8] pdf , transmission numériques sur fréquence(s) porteuse (s) Modulation numérique(s)
- [9] [http://snight.free.fr/r%20E9visions%20bastien/Signal/Signal/A24/tutelnet/s06/p02\\_a24\\_s06.htm](http://snight.free.fr/r%20E9visions%20bastien/Signal/Signal/A24/tutelnet/s06/p02_a24_s06.htm)
- [10] Daoud Karakolah <<Conception et prototypage d’un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec précodage linéaire>> thèse doctorat soutenue le 03 Novembre 2009
- [11] : Mr : Naar Djilali.<< Codage espace-temps dans les systèmes MIMO en utilisant les polynômes d’Hermite>> Thèse soutenue doctorat en science le : 03 Novembre 2016
- [12] Aliou Diallo . « Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO ». Autre université Nice Sophia An-tipolis, 2007. Français. <tel-00454612>
- [13] Melle Hedrache Lamia et Mme Merad **Safa** mémoire de fin d’étude master <<étude et simulation de système MIMO multiplexage spatial associe à la technique WCDMA>> .Soutenu le 25 juin 2014

**[14]** Bakiri Hadjali << exploitation de l'association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil >> setenue en 2012

**[15]** pdf, <http://www.irisa.fr/cosi/MOCAT/Travaux/Viterbi/top.html>

**[16]** 05\_Codes\_correcteurs\_d'erreurs\_4\_transparents\_par\_page.pdf