

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'Etudes
Pour l'obtention du diplôme de

Master

en

« Télécommunications »

Option :

« Systèmes des Télécommunications »

Titre :

Transmission à haut débit basée sur les polynômes d'Hermitte
En utilisant des corrélateurs en réception

Réalisé par :

- CHERCHALI ABDELGHANI
- HAMRAOUI REDOUANE

Encadré par :

Mr Naar Djilali

Année Universitaire: 2017/2018

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 le réaliser.

Je dédie ce modeste travail particulièrement à :

Mon papa :

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 maman :

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.

Cherchali Abdelghani

Dédicace

Je dédie ce mémoire

À mes parents pour leur amour inestimable leur confiance, leur soutien,

Leurs sacrifices et toutes les valeurs qu'ils ont su m'inculquer.

À mes sœurs ainsi qu'à mes beaux frères pour leur tendresse,

À toute ma famille ainsi qu'à mes amis.

Hamraoui redouane

Remerciements

Nous remercions tout d'abord le grand Dieu pour l'achèvement de ce mémoire.

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

Nous 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.

*Nous 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 systèmes de transmission multi antenne dits MIMO (Multi Input Multi Output) sont devenus prépondérants dans les systèmes de télécommunication actuels vu leur avantage de lutter contre les évanouissements due à la nature du canal radio mobile et par la suite d'augmenter le débit.

Dans ce de mémoire, on s'intéresse au codage espace temps en blocs orthogonaux qui est une technique utilisée dans les systèmes, permettant la séparation des signaux. Ces blocs orthogonaux sont construits à partir de plusieurs familles de signaux orthogonaux. Les fonctions d'Hermite sont parmi ces familles. Elles seront exploitées comme des corrélateurs afin d'améliorer les performances des systèmes MIMO.

Cette étude montre que le système **MIMO** apporte une amélioration significative des performances par rapport aux autres cas d'étude.

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

Mots clés : (MIMO, Les fonctions d'Hermite, signaux orthogonaux, corrélateur)

Abstract :

Multi-antenna transmission systems called MIMO (Multi Input Multi Output) have become preponderant in current's telecommunication systems because of their advantage of combating fading due to the nature of the mobile radio channel and subsequently increasing the bit rate.

In this memory, we are interested in space time coding in orthogonal blocks which is a technique used in systems, allowing the separation of signals. These orthogonal blocks are constructed from several families of orthogonal signals. The Hermite functions are among these families. They will be exploited as correlators to improve the performance of MIMO systems.

This study shows that the MIMO system provides a significant improvement in performance compared to other case studies.

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

Keywords : (MIMO, The functions of Hermite, orthogonal signals, correlators)

Liste des abréviations

CAN : Convertisseur Analogique Numérique

ASK : Amplitude Shift Keying

PSK : Phase Shift Keying

FSK : Fréquence Shift Keying

HD : Haut Définition

BW : Bande Wide

EQM : Erreur Quadratique Moyenne

TEB : Taux d'Erreur Binaire

PEB : Probabilité d'Erreur Binaire

SNR : Rapport Signal sur Bruit

BBAG : Bruit Blanc Additif Gaussien

MIMO : Multiple-Input Multiple-Output

MISO : Multiple-Input Single Output

SIMO : Single Input Multiple-Output

SISO : Single Input Single Output

STBC : Space Time block Coding

STTC : Space Time Trellis Coding

BPSK : Binary Phase Shift keying

LSF : Large Scale Fading

SSF : Small Scale Fading

STC : Space Time Coding

Liste des figures

| | |
|--|----|
| Figure (I.1) : Architecture générique d'une chaîne de communication..... | 06 |
| Figure (I.2) : diagramme polaire de la modulation BPSK | 09 |
| Figure (I.3) : Allure temporelle d'un signal BPSK..... | 09 |
| Figure (I.4) : constellation pour la modulation QPSK..... | 10 |
| Figure (I.5) : constellation pour la modulation 8PSK (3bits par symbole)..... | 10 |
| Figure (I.6) : constellation pour la modulation 16PSK (4bits par symbole)..... | 10 |
| Figure (I.7): Effet à grande échelle et perte de trajet..... | 14 |
| Figure (I.8) : Transmission sur plusieurs intervalles temporels..... | 16 |
| Figure (I.9) : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentielles..... | 16 |
| Figure (I.10) : Les systèmes déferentes système de transmission..... | 20 |
| Figure (I.11) : <i>système SISO</i> | 20 |
| Figure (I.12) : <i>système SIMO</i> | 21 |
| Figure (I.13) : <i>système MISO</i> | 22 |
| Figure (I.14) : déferentes capacité systèmes SISO et systèmes MIMO..... | 23 |
| Figure (I.15) : Schéma d'un système de transmission MIMO..... | 23 |
| Figure (I.16): Les familles de codes temps-espace..... | 24 |
| Figure (I.17) : Schéma de diversité de transmission à deux branches avec un récepteur..... | 26 |
| Figure (II.1): montre les cinq premières fonctions orthogonales d'Hermite (impulsions)..... | 35 |
| Figure (II.2) : Largeurs d'impulsion des impulsions Hermite originales $\psi_j(t)$. Les largeurs d'impulsion d'Hermite sont, en fait, infinies. Les critères de 95%, 99% et 99,9% de l'énergie d'impulsion sont utilisés pour définir les largeurs d'impulsion..... | 37 |
| Figure (II.3) : L'intervalle représente n périodes de bit..... | 38 |
| Figure(II.4) : Implémentation directe de la transmission d'un seul symbole dans un système utilisant N impulsions. Dans cette illustration $N = 4$. $g_i(t)$ Sont les fonctions d'Hermite normalisées sur l'intervalle $[t_0, t_4]$ | 39 |
| Figure (II.5) : la forme d'onde combinée (émission) d'un système tridimensionnel..... | 39 |

| | |
|--|----|
| Figure (II.6) : Les récepteurs invoquent un détecteur de corrélation avec une intégration-et-dump (I & D). Le signal reçu est multiplié par des impulsions Hermite. Ensuite, les formes d'onde résultantes sont intégrées. L'opération de multiplication nécessite que les impulsions Hermite locales soient synchronisées avec les impulsions transmises..... | 41 |
| Figure (III.1) : Schéma de transmission du système, MIMO à formes d'ondes d'Hermite MIMO à corrélateur "Integrate & dump"..... | 44 |
| Figure (III.2) : L'envoi d'un seul symbole formé de 12 bits sans bruit | 45 |
| Figure (III.3): Version bruitée du signal simulé..... | 45 |
| Figure (III.4): Le bruit gaussien..... | 46 |
| Figure (III.5) : Envoi consécutif de quatre symboles de 3 bits | 47 |
| Figure (III.6) : TEB en fonction du (E_b/N_0) [dB], pour différentes longueurs du symbole..... | 48 |
| Figure (III.7): l'effet de type de canal..... | 49 |
| Figure (III.8) : TEB en fonction du (E_b/N_0) [dB], pour une variation de nombre de bit..... | 50 |
| Figure (III.9) : représenté l'effet de type de modulation..... | 51 |
| Figure (III.10) : TEB en fonction du (E_b/N_0) [dB], pour différents type de mapping..... | 52 |
| Figure (III.11) : Comparaison des performances des systèmes SISO, MISO et MIMO..... | 53 |

Table de Matière

Remerciement

Résumé

| | |
|----------------------------|----|
| Introduction générale..... | 01 |
|----------------------------|----|

Chapitre I : Système de communication radio mobile

| | |
|--|----|
| I.1. Introduction..... | 05 |
| I.2. Système de communication..... | 05 |
| I.3 La modulation..... | 07 |
| I.3.1 Modulations M-aire | 08 |
| I.3.2 la modulation de phase à 2 états BPSK (Binary phase scifte keyinge)..... | 09 |
| I.3.3 La modulation QPSK..... | 09 |
| I.3.4 modulations M-PSK | 10 |
| I.3.5 Caractéristiques systèmes de transmission | 12 |
| I.4 Canaux de transmission..... | 13 |
| I.4.1 Le modèle de canal gaussien..... | 13 |
| I.4.2 Le modèle de Rayleigh..... | 14 |
| I.5 définitions d'évanouissement | 14 |
| I.5.1 les types d'évanouissement | 14 |
| I.5.1.1 Les évanouissements à grande échelle (LSF)..... | 14 |
| I.5.1.2 Les évanouissements à petite échelle (SSF)..... | 15 |
| I.6 Notion de diversité..... | 15 |
| I.6.1 Diversité temporelle..... | 15 |
| I.6.2 Diversité fréquentielle..... | 16 |
| I.6.3 Diversité spatio-temporelle..... | 17 |
| I.6.4 Diversité de polarisation..... | 17 |
| I.6.5 Diversité spatiale..... | 17 |
| I.6.6 -Diversité angulaire | 18 |
| I.6.7 Diversité de parcours | 18 |

| | |
|--|----|
| I.6.8- Diversité transformée | 18 |
| I.7 Systèmes Multi Antennes (MIMO) | 18 |
| I.7.1 Présentation de la technologie MIMO | 18 |
| I.7.2. Système SISO | 20 |
| I.7.3 Système SIMO..... | 21 |
| I.7.4 Système MISO..... | 22 |
| I.8 Architectures et techniques MIMO | 23 |
| I.9 Les codes temps-espaces (STC : space-time coding)..... | 24 |
| I.9.1 les codes en blocs (STBC : space-time block coding) et les codes en treillis (STTC : space- time trellis coding)..... | 25 |
| I.10 Les modulations codées temps-espace en bloc orthogonales..... | 25 |
| I.10.1 séquence de transmission et encodage..... | 26 |
| I.10.2 opération de combinaison au récepteur | 27 |
| I.11 Conclusion..... | 28 |

Chapitre II : Les fonctions orthogonales d’Hermite et leur exploitation en transmission numérique

| | |
|---|----|
| II.1 Introduction..... | 30 |
| II.2 Rappel sur les fonctions orthogonales | 30 |
| II. 3 Les polynômes de Charles Hermite..... | 32 |
| II.3.1 Un peu d'histoire | 32 |
| II.4 Formes d'ondes orthogonales Hermite..... | 32 |
| II.5 Fonctions orthogonales d'Hermite..... | 33 |
| II. 6 Modification des formes d'onde orthogonales de Hermite pour un débit de transmission spécifique sur un système N-dimensionnel..... | 35 |
| II.6.1 Impulsions d'Hermite modifiées..... | 38 |
| II. 7 Système De Transmission..... | 38 |
| II.8 Système de détection | 40 |
| II.9 Conclusion | 41 |

Chapitre III: Résultats de simulation

| | |
|---|----|
| III.1 Introduction..... | 43 |
| III.2 Présentation du schéma MIMO à corrélateur | 43 |
| III.3 Effet du bruit AWGN sur le signal émis..... | 44 |
| III.4 Récepteur à corrélation..... | 46 |
| III.4 .1 Calcul du TEB..... | 47 |
| III.5 Cas des systèmes MIMO..... | 49 |
| III.5.1 Effet du canal..... | 49 |
| III.5.2 Effet de la taille du paquet | 50 |
| III.5.3 Effet du Type de la modulation..... | 50 |
| III.5.4 Effet de mapping..... | 51 |
| III.6 Comparaison des différents systèmes (SISO, MISO, MIMO)..... | 52 |
| III.7 Conclusion..... | 53 |
| | |
| Conclusion générale..... | 55 |

Bibliographie

Introduction générale

Introduction générale :

Communiquer est devenu pour l'être humain d'aujourd'hui un besoin essentiel de la vie de tous les jours. Avec la démocratisation d'Internet, de la téléphonie mobile, les exigences des utilisateurs deviennent de plus en plus grandes et diverses pouvant se résumer par les deux mots maîtres suivants : universalité et rapidité.

En effet, on cherche tout d'abord à pouvoir communiquer depuis n'importe où, aussi bien en contexte fixe que mobile. On demande également qu'est ce que les données échangées soient aussi bien de la voix, de la vidéo, des images, que des messages instantanés sont bien même des données informatiques.

Ensuite il est demandé que les débits des communications soient de plus en plus élevés tout en garantissant un temps de traitement transparent pour l'utilisateur. Cependant, l'augmentation en débit des communications doit se faire, tout au moins dans le domaine radio, dans des bandes de transmission de plus en plus rares et de plus en plus chères. Une solution parmi d'autres, est de pouvoir augmenter l'efficacité spectrale tout en garantissant une qualité de transmission inchangée. Le monde des transmissions a subi une évolution remarquable. Les nouvelles générations d'applications multimédias, découlant de la puissance toujours croissante des processeurs, sont extrêmement gourmands en débits, et ont besoin d'une large variété de services que doivent maintenant s'offrir les systèmes de communication. Les réseaux sont donc obligés d'évoluer de manière à satisfaire ces nouvelles exigences, en devenant de véritables super-autoroutes de l'information.

Enfin, ces incertitudes imposent le développement de nouvelles techniques de transmission qui permet d'augmenter sensiblement l'efficacité des systèmes de communication. Cette technologie est connue sous le nom MIMO (Multiple input Multiple output) elle a le potentiel d'augmenter considérablement les capacités des transmissions hertziens, et ont ainsi développés cette architecture allant du Multiplexage spatial aux code spatio-temporelle qui nous permet d'augmenter la

qualité et le débit du signal d'information et propose une amélioration incroyable des performances des Systèmes de transmissions.

Il existe une autre technique basée sur les fréquences orthogonales dite OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui contribue elle aussi à l'augmentation de l'efficacité spectrale des communications radio mobile. Dans un souci de rendre les systèmes MIMO beaucoup plus fiables, plusieurs travaux proposent des schémas de transmission combinant les deux techniques connues sous l'acronyme MIMO- OFDM.

L'objectif de ce mémoire est de tester l'influence de nouveaux signaux orthogonaux sur les performances globales des systèmes MIMO. Les fonctions d'Hermite sont parmi ces signaux. Elles seront exploitées comme des corrélateurs dans une architecture inspirée de celle du MIMO-OFDM.

Ce mémoire comprend trois chapitres :

Dans le premier chapitre nous allons donner les notions nécessaires pour comprendre la suite de ce manuscrit. Il rappelle des éléments d'un système de communication y compris les canaux et les phénomènes physiques à l'intérieur de ces derniers ainsi que leurs différents types. Par la suite, nous allons présenter les différentes techniques de diversité pour lutter contre les évanouissements et les différentes techniques MIMO ainsi que leurs capacités.

Le second chapitre est consacré à la présentation des fonctions orthogonales, qui sont développée 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.

Sur la base les études effectuées précédemment, le troisième chapitre présente la mise en œuvre des systèmes SISO et MIMO associés aux polynômes d'Hermite

Introduction générale

grâce à des simulations sous MATLAB. Cette étude s'articule sur la validation de plusieurs paramètres à savoir le type de canal, la taille du paquet d'information L'ordre de modulation et type de mapping choisi Nous montrerons donc : le système MIMO permet à priori l'amélioration des performances et diminuer l'effet des brouilleurs par rapport aux autres systèmes de télécommunication.

Chapitre I

Systeme de communication radio mobile

I.1 Introduction :

Les systèmes de transmission numérique sont considérés comme étant le transfert numérisé de l'information entre une source et un ou plusieurs destinataires à l'aide d'un support physique (le câble, la fibre optique ou sur un canal radio électrique) avec le plus rapidement possible en minimisant le nombre d'erreurs et de pertes. Ces signaux transportés peuvent être soit d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (image, parole...) mais convertis sous une forme numérique. La conversion des signaux analogiques en signaux numériques est réalisée par un CAN.

Le but de ce système est de véhiculer l'information de la source vers le destinataire d'une façon fiable. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et influencent directement sur la conception des systèmes de communication et leurs fonctions.

I.2. Système de communication

Le but d'un système de communication à distance est de transmettre de l'information d'un point à un ou plusieurs points. Le schéma de principe d'une chaîne de transmission [1] est représenté sur la Figure (I.1). Le système se compose de trois grandes parties : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « canal de propagation ». L'émetteur a pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération inverse pour récupérer l'information de la source. Sur la Figure 1.1, les opérations duales effectuées par l'émetteur et le récepteur sont le codage et le décodage de source, le codage et le décodage de canal, la modulation et la démodulation. Nous allons maintenant décrire brièvement les différentes fonctions mises en œuvre dans la chaîne de transmission.

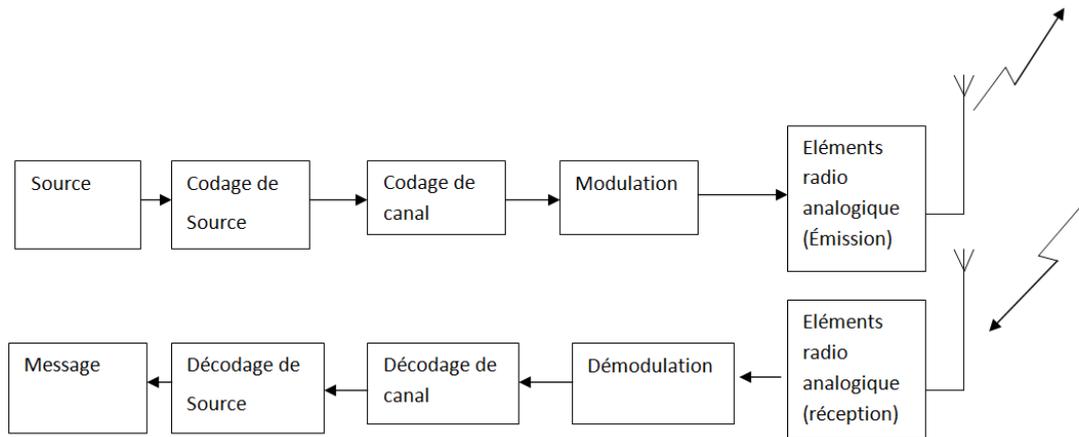


Figure I.1 - Architecture générale d'une chaîne de communication.

Pour réaliser une transmission numérique [2], le message à transmettre doit être mis sous forme numérique. Si la source délivre un message analogique tel que le signal de parole ou le signal d'image, il est indispensable de le numériser. Le signal est échantillonné (le théorème de Shannon doit être respecté), quantifié (transcription sur $N=2^q$ niveaux analogiques où q est la longueur du mot binaire pour le codage d'un niveau) et ensuite un codage binaire est effectué pour traduire les niveaux en bits.

A la sortie du codage de source, les éléments binaires sont d'une part, indépendants ce que signifie que l'apparition d'un élément binaire n'apporte pas de connaissance a priori sur l'élément binaire suivant, et d'autre part, identiquement distribués, c'est-à-dire que la probabilité d'apparition des bits est identique.

Le codage de source permet de compresser l'information moins utile sans perte d'information de façon à réduire le coût de la bande passante de la communication. Cette séquence binaire compressée à la sortie du codeur de source est appelée séquence d'information.

Notons qu'il existe l'opération inverse de ce codage de source utilisée au récepteur. Après la numérisation et le codage de source, il existe une fonction spécifique aux transmissions numériques qui permet d'améliorer la qualité de transmission. Cette fonction est appelée « codage de canal » qui a pour objectif de détecter et/ou corriger des erreurs en réception. Le codage de canal insère des éléments binaires dans la séquence d'information. Les éléments binaires ajoutés sont appelés « Redondance ». Cette opération mène alors à une réduction du débit utile binaire de la transmission. Le décodage de canal doit connaître le type de codage utilisé à l'émission pour corriger des erreurs correctement. Sinon, il est possible de

créer des erreurs en plus lors de la sortie du décodage du canal. [Notons que certains types de codage ne sont pas très utilisés, car ils augmentent la complexité du système en émission et en réception]. Pour transmettre le message numérique en tant qu'une séquence d'éléments binaires, il est nécessaire de le convertir en un signal analogique. Cette opération est généralement appelée « Modulation ».

I.3 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 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 [3].

Le but de la modulation est d'adapter les informations à émettre au canal de transmission par l'intermédiaire d'un signal porteur sinusoïdal [4] dont l'équation générale est :

$$S(t) = A \cdot \cos (\omega t + \phi). \quad (1.1)$$

Les paramètres pouvant être modifiés sont :

- l'amplitude du signal A ;
- la phase ϕ ;
- la pulsation ω .

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

qu'il est possible de grouper par paquets de longueur définie. On parlera alors de modulation M-aire, où M est le nombre de bits présents dans chaque symbole [5].

Les types de modulation les plus utilisées sont :

- les modulations numériques d'amplitude, ou ASK : $S(t) = A(n) \cdot \cos(\omega t + \phi)$.
- les modulations numériques de phase, ou PSK : $S(t) = A \cdot \cos(\omega t + \phi(n))$.
- les modulations numériques de fréquence, ou FSK : $S(t) = A \cdot \cos(\omega(n)t + \phi)$.

On s'intéresse sur le type de M-aire :

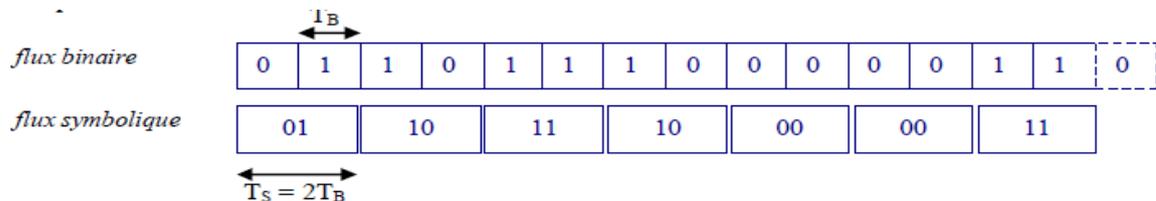
I.3.1 Modulations M-aire

Les modulations numériques binaires citées plus haut sont caractérisées par une efficacité spectrale dépassant rarement l'unité, ce qui devient insuffisant à l'heure actuelle, au vu des débits à assurer dans un canal donné.

On a ainsi mis au point des modulations à M états ($M = 2, 4, 8, 16 \dots$) : Ce sont des modulations de phase (M-PSK).

Ces modulations reposent sur 2 principes simples :

- On regroupe le flux de données binaires de débit D en symboles de n bits : Chaque symbole a une durée $T_s = n \cdot T_B$ et au débit binaire se substitue le débit symbolique $R = D / n$ (en bauds) Exemple avec $n = 2$:



Avec 2 bits par symbole, l'alphabet symbolique comprend 4 mots, 00, 01, 10 et 11 il faudra donc prévoir 4 états de la porteuse modulée pour représenter cet alphabet. Généralisation : Si on définit des symboles de n bits, l'alphabet symbolique va comporter $M = 2^n$ "mots" et la porteuse devra avoir M états différents pour représenter la totalité de l'alphabet:[6]

I.3.2 Modulation de phase à 2 états BPSK (Binary Phase Shift keying)

L'une des plus simples types de modulation numérique est la (bi-phase shift keying)(BPSK). La phase d'un signal de porteuse d'amplitude constante évolue de 0 à 180°. Sur un 'diagramme I/Q, l'état I a deux valeurs différentes sur le diagramme d'état, les deux emplacements signifient qu'il est possible d'envoyer un 0 ou un 1 binaire.

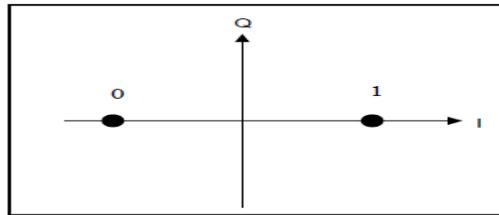


Figure I.2 : diagramme polaire de la modulation BPSK [6]

Ce type de modulation donne une porteuse présentant des sauts de phase de « π » à chaque changement de l'information binaire.

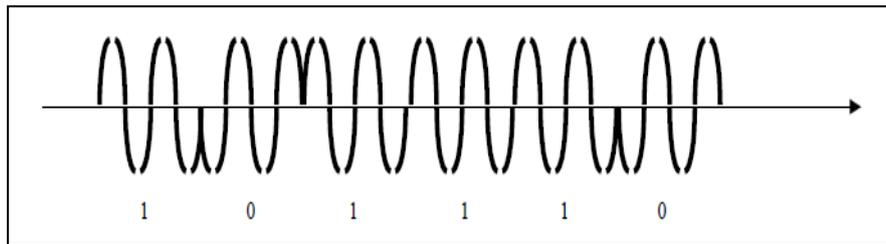


Figure I.3 : Allure temporelle d'un signal BPSK[6]

I.3.3 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.

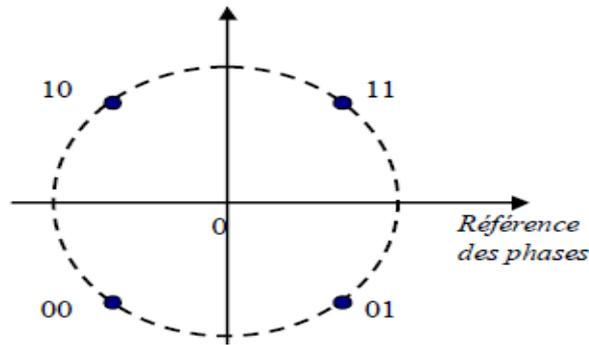


Figure I.4 : constellation pour la modulation QPSK [6]

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, et 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:

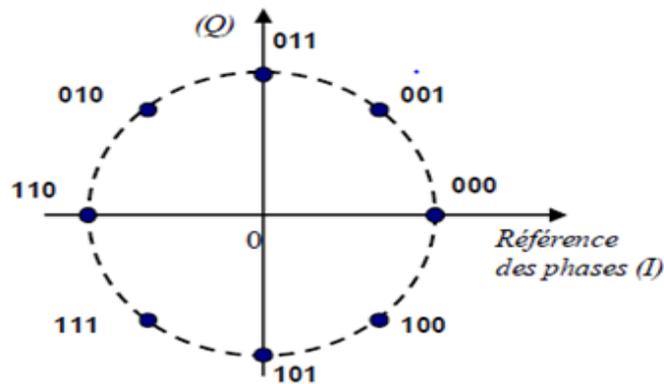


Figure I.5 : constellation pour la modulation 8PSK (3bits par symbole). [6]

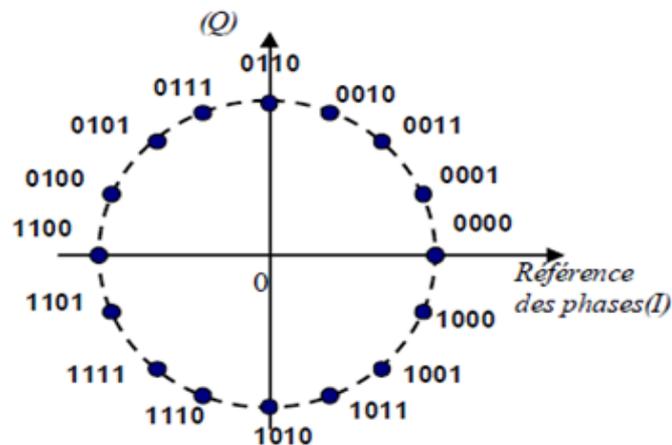


Figure I.6 : constellation pour la modulation 16PSK (4bits par symbole). [6]

L'augmentation du nombre d'états permet, à un débit constant, d'occuper une bande passante BW de plus en plus faible, ce qui permet d'augmenter l'efficacité spectrale. Inversement la robustesse de ces modulations diminue avec le nombre d'états, surtout en présence de bruit.

Le bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur. Le bruit externe est causé par des systèmes industriels (moteur, ligne à haute tension, etc...) ou par les interférences des signaux des autres utilisateurs dans le cas d'un système multi-utilisateurs. Le bruit thermique (bruit interne) vient de l'agitation thermique des électrons des dispositifs électroniques. Le bruit considéré ici est modélisé par un processus aléatoire gaussien à moyenne nulle, stationnaire, indépendant du signal émis avec une densité spectrale de puissance mono latérale. Une autre source de bruit particulière est le bruit additif blanc gaussien : (BBAG ou AWGN en anglais) est le modèle de bruit de base utilisé en théorie de l'information pour rendre compte des nombreux processus stochastiques qui se produisent dans la nature. Il a les caractéristiques suivantes :

- **Additif** car il est ajouté au bruit intrinsèque du système.
- **Blanc** car sa puissance est uniforme sur toute la bande fréquentielle du système. C'est une analogie avec la couleur blanche, qui correspond à une émission uniforme sur toutes les fréquences du spectre visible.
- **Gaussien** car il a une distribution normale dans le domaine temporel avec une moyenne nulle.

Enfin La modulation utilise le signal d'information pour varier l'amplitude de la fréquence ou de la phase d'un signal sinusoïdal appelé la porteuse. Ainsi, la modulation traduit le signal d'information en fréquence pour l'adapter au canal de transmission. Le choix du type de modulation dépend de plusieurs facteurs, tels que la largeur de bande allouée à la transmission, la nature du bruit et des interférences dans le canal et les circuits d'amplification en amont de la transmission. Dans tous les cas, la modulation permet d'accommoder la transmission de plusieurs messages, émanant de différents utilisateurs, dans un même canal.

Si le message est transmis par modulation de la porteuse, le récepteur procède à une démodulation de cette porteuse pour extraire le message. Puisque la démodulation s'effectue en présence de bruit additif et d'autres types de perturbations, le signal démodulé est généralement dégradé. Le démodulateur extrait l'information de la

porteuse et restitue le signal en bande de base. Chaque échantillon est converti en données binaires à partir d'un circuit de décision. Le décodeur de canal exploite la redondance introduite par le codeur de canal pour détecter et puis corriger (si possible) les erreurs de transmission. Le décodeur de source reçoit une séquence de données provenant du décodeur de canal. En connaissant le traitement réalisé par le codeur de source, il reconstitue le message original. En présence possible d'erreurs en sortie du décodeur de canal, le message décodé n'est pas exactement identique au message délivré par la source. La fidélité du message reçu est tributaire du type de modulation, de la puissance du bruit additif, du type et de la puissance d'autres perturbations et interférences. L'évaluation des systèmes de transmission est dictée par les deux caractéristiques : la qualité de transmission et la complexité de calcul des opérations de modulation/démodulation.

I.3.5 Caractéristiques des systèmes de transmission

Les grandeurs permettant de quantifier la qualité de la transmission sont :

- **Le taux d'erreur binaire (TEB)** : permet de mesurer la fréquence à laquelle les erreurs se produisent, il correspond au rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total des bits émis.
- **Erreur quadratique moyenne (EQM)** : détermine l'écart moyen entre les symboles émis et les symboles reçus.
- **L'efficacité spectrale** : mesure le débit binaire par unité de temps pour une transmission de q bits sur une durée T_s et une largeur de bande B allouée à la transmission. Le débit binaire est donné par le rapport q/t_s et l'efficacité spectrale par le rapport q/Bt_s .
- **Le rapport signal sur bruit (RSB)** : est généralement adopté en transmission Numérique comme paramètre d'entrée du récepteur pour lequel on va évaluer la qualité du message numérique restitué, il permet ainsi de qualifier la sensibilité du récepteur aux perturbations subies par le signal lors du passage dans le canal.

Le RSB est déterminé par le rapport E_b / N_0 avec N_0 densité spectrale de puissance du bruit Blanc en entrée du récepteur et E_b est l'énergie moyenne par bit du signal modulé.

I.4 Canaux de transmission

Il existe une multitude de modèles des canaux de propagations. Dans cette étude nous nous intéressons aux types de canaux suivants [7]:

I.4.1 Le modèle de canal gaussien :

Le canal gaussien pour les communications sans fil est le canal statistique le plus simple du point de vue de la mise en œuvre, mais pas forcément le plus réaliste. Il modélise uniquement le bruit thermique du récepteur comme une variable aléatoire gaussienne de densité de probabilité $p_x(x)$ et s'ajoute au signal utile. La variable aléatoire est appelée le bruit blanc additif gaussien (BBAG). Le bruit est dit blanc car il perturbe de façon identique tout le spectre avec une densité spectrale de puissance mono-latérale constante N_0 (W/Hz). Le bruit est alors entièrement défini statistiquement par sa moyenne μ_b nulle et sa variance σ^2 . [7]

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

I.4.2 Le modèle de Rayleigh

Le modèle de Rayleigh [7] est utilisé dans la simulation de systèmes de type indoor car il tient compte des trajets multiples et permet donc de modéliser les phénomènes à petite échelle. Le modèle de Rayleigh représente les trajets multiples comme un unique coefficient complexe (une atténuation et un déphasage), variant dans le temps. L'atténuation du canal $\beta = |\mathbf{h}|$ est alors représentée comme une variable aléatoire suivant une loi de Rayleigh définie par sa densité de probabilité $p_B(\beta)$ de paramètre σ :

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

I. 5 Définition d'évanouissement

L'évanouissement que connaît une communication sans-fil est en fait une atténuation de la puissance du signal perceptible dû à diverses causes selon le type d'évanouissement rencontré. On peut les regrouper en trois catégories : la perte de puissance en chemin, l'ombrage, et l'évanouissement. Cet évanouissement décrit en fait les fluctuations rapides de l'amplitude du signal reçu sur une courte période de temps. Ce phénomène est causé par l'interférence d'au moins deux versions du signal transmis qui arrivent au récepteur avec un léger décalage temporel. La performance du système peut donc être très dégradée par l'évanouissement, mais heureusement plusieurs techniques peuvent aider à la contrer, partiellement du moins [8].

I.5.1 Les types d'évanouissement

On distingue 2 phénomènes d'évanouissement :

- Évanouissement à grande échelle (Effet de masque/**F**ading long terme).
- Évanouissement à petite échelle (Trajets multiples/**F**ading court terme).

I.5.1.1 Les évanouissements à grande échelle(LSF)

Les évanouissements à grande échelle représentent les atténuations de la puissance moyenne du signal résultant du mouvement sur des grandes espaces. Ce type d'évanouissement sera nuancé par les contours proéminents et les éléments du relief en l'occurrence des montagnes, des pâtes de maisons etc. [9] la figure (I.7) montre l'effet à grande échelle de l'atténuation du signal dans un environnement de propagation radio mobile.

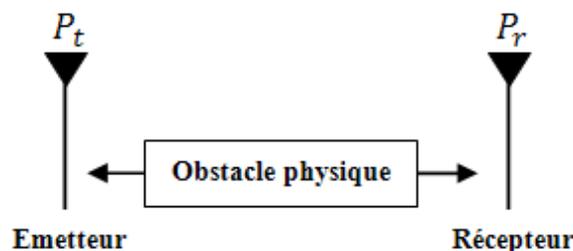


Figure I.7 : Effet à grande échelle et perte de trajet [9]

I.5.1.2 Les évanouissements à petite échelle (SSF)

Les évanouissements à petite échelle sont causés par la variation de l'amplitude et de la phase suite à des légers changements (de l'ordre de la demi-longueur d'onde) dans le positionnement des entités communicantes. Ils se manifestent principalement par une dispersion ou étalement du signal dans le temps et la variation du comportement du canal dans le temps. Ces évanouissements peuvent appartenir suivant les manifestations et les causes spécifiques à l'une des sous classes suivantes [9]:

- Évanouissement uniforme (plat **Flat Fading** ou non-sélectif)
- Évanouissement rapide « **Fast Fading** »
- Évanouissement lent « **Slow Fading** »
- Évanouissement de Rayleigh

I.6 Notion de diversité

La diversité est une technique utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les Multi-trajets. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la capacité ou la fiabilité de la liaison et la couverture des systèmes radio [10].

I.6.1 Diversité temporelle

La diversité temporelle est utilisée pour combattre les évanouissements sélectifs en temps et consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions Redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (Figure I.8). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur ou encore par demande de répétition automatique. L'implémentation de la diversité temporelle n'est pas très populaire, actuellement utilisée seulement dans les systèmes de pagination. Leur principal avantage est qu'aucun matériel additionnel n'est nécessaire et le principal

désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité et la diminution de débit utile.

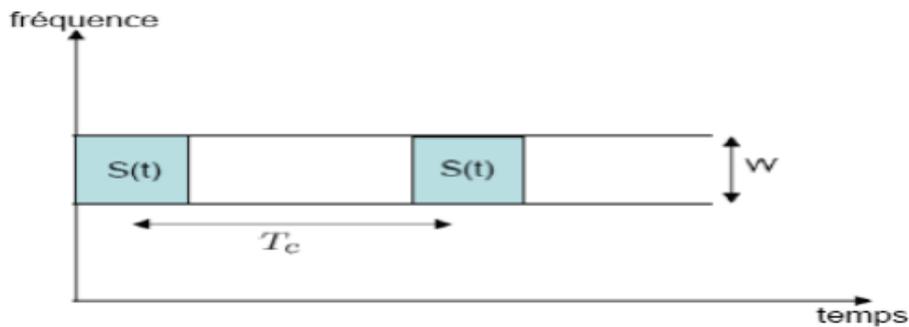


Figure I.8 : Transmission sur plusieurs intervalles temporels.[11]

I.6.2 Diversité fréquentielle

Efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c (Fig. I.9). La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi-porteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. [12]

L'étalement de spectre par séquence directe [13] et l'étalement par sauts de fréquence sont les plus répandus.

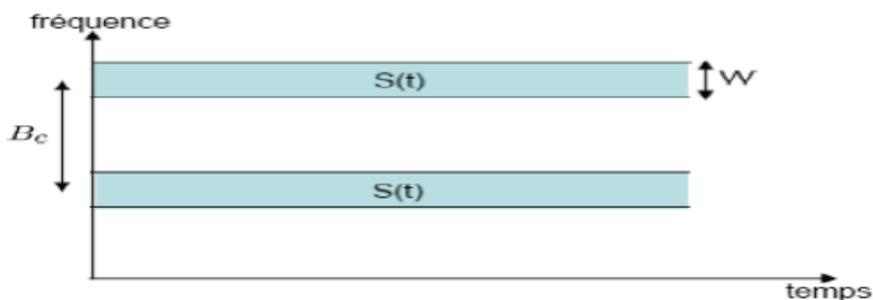


Figure I.9 Transmission sur plusieurs intervalles fréquentielles [11].

I.6.3 Diversité spatio-temporelle

La diversité spatio-temporelle est un exemple de combinaison de techniques de diversité. En effet, cette technique envoie deux versions de signal différées dans le temps via deux antennes transmetteurs. Ainsi, on atteint un niveau de diversité plus élevé, Alamouti fut le premier à développer le codage de blocs spatio temporel.

I.6.4 Diversité de polarisation

Cette technique peut être utilisée de façon explicite ou implicite par l'usage de polarisation orthogonale, puisque ceci démontre une faible corrélation d'évanouissement, et donc, offre un potentiel de diversité. Par contre, il n'est possible d'utiliser cela que par deux antennes, puisque l'on ne connaît que deux plans de polarisation à ce jour. Il est donc ainsi possible d'émettre une puissance par branche inférieure de 3dB lorsque la polarisation est utilisée. Cette technique demande au récepteur l'analyse des ondes sur les deux plans même s'il n'est émis que sur un plan de polarisation.

Un avantage comparatif de cette technique par rapport à la diversité spatiale est que l'on n'a pas besoin d'autant d'espace entre les antennes, ce qui est hautement attractif pour les unités mobiles.

I.6.5 Diversité spatiale

La diversité spatiale, aussi connue sous le nom de diversité d'antenne, ou diversité matricielle est l'une des techniques les plus anciennes. Elle est facile d'implémentation et ne requière pas de ressources fréquentielles supplémentaires, L'objectif est d'avoir plusieurs antennes séparées d'une distance suffisante pour avoir une faible corrélation de canal. Il faut donc avoir un espacement suffisant. La distance nécessaire dépend de divers éléments, soit du terrain, de l'environnement, de l'antenne elle-même, ses dimensions, etc. Lorsque le canal est connu, le transmetteur peut aussi utiliser ce type de diversité. Sinon, il en profitera via la diversité transformée.

I.6.6 Diversité angulaire

Cette technique est grandement reliée à la diversité spatiale, elle implique que lorsque les faisceaux émis par les antennes sont suffisamment séparés angulairement, il est possible que le niveau de corrélation soit assez bas pour profiter d'un degré de diversité, Cette technique est surtout utilisée pour les réseaux Internet sans-fil domestiques pour accroître la capacité en débit du réseau.

I.6.7 Diversité de parcours

Cette technique implicite est utilisable lorsque la largeur de bande du signal est plus grande que la largeur de bande cohérente du canal. C'est la technique derrière le multi parcours, où le récepteur profite de la présence de plusieurs versions du signal pour obtenir un gain en diversité.

I.6.8 Diversité transformée

Dans ce cas la diversité spatiale est transformée au transmetteur par d'autres formes de diversité utilisables par le récepteur. Ceci est surtout utilisé lorsque le canal n'est pas connu du transmetteur, le problème est alors renvoyé au processus de combinaison qui devrait avoir connaissance du canal.

I.7 Systèmes Multi Antennes (MIMO)**I.7.1 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).

L'idée de base des systèmes MIMO est relativement simple : dans une bande de fréquence donnée, on transmet l'information en utilisant simultanément plusieurs antennes à l'émission et à la réception. En première approximation, le débit transmis dans cette bande de fréquence se trouve multiplié par le nombre d'antennes émettrices la mise en œuvre concrète soulève par contre des problèmes complexes : en effet, tous les signaux transmis se mélangent, et il faut être capable de séparer les éléments du mélange on doit alors faire appel, du côté du récepteur, à des méthodes sophistiquées de traitement du signal, L'utilisation de réseaux d'antennes en émission et en réception permet ainsi d'améliorer l'efficacité spectrale et la fiabilité de transmission numériques dans un environnement riche en diffuseurs permettent d'améliorer la robustesse et la capacité utile du système comparé aux systèmes **SISO**.

Elles peuvent se décomposer en grande famille d'algorithmes qui sont :

- Les codes espace-temps.

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 d'antennes en réception soit :

$$D_s = N_T * N_r$$

Les systèmes MIMO et leurs dérivés pourront être ainsi représentés sur la Figure (I.10).

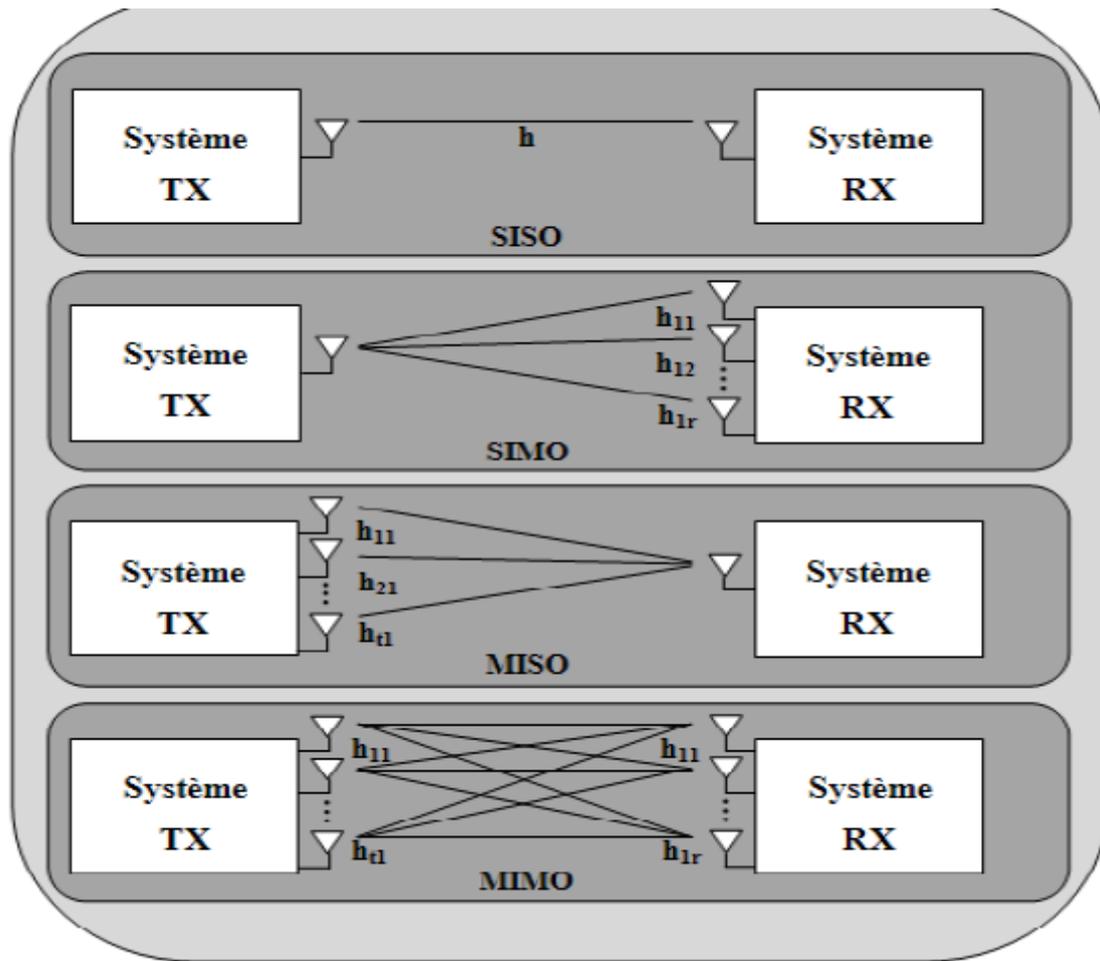


Figure I.10: Les différents systèmes de transmission [11]

I.7.2. Système SISO

Il s'agit de l'architecture la plus traditionnelle où l'on dispose d'une seule antenne en émission et d'une autre en réception [14].



Figure I.11 : système SISO

- La capacité d'un canal SISO est [14] :

$$C = \omega \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (I.4)$$

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

No: La densité spectrale de puissance du bruit (W/Hz).

ω: La bande passante donnée (Hz) .

- En normalisant la capacité par la bande utile ω, on obtient:

$$C = \omega \cdot \log_2(1 + p) \quad (I.5)$$

Avec p Le rapport signal sur bruit.

I.7.3 Système SIMO

C'est une technique qui utilise plusieurs antennes en réception pour lutter contre L'évanouissement dû au canal. Le signal reçu est additionné et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports Signaux sur bruits de chacun des antennes de la réception[14].



Figure I.12 : système SIMO

• **La capacité du canal SIMO [14] :**

$$C = \omega \cdot \log_2 \left(1 + N_r^2 \frac{p}{N_0 \omega} \right) \quad (I.6)$$

Nr: le nombre d'antenne réceptrice.

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

$$C = \log_2(1 + N_r^2 p) \quad (I.7)$$

Avec p Le rapport signal sur bruit.

I.7.4 Système MISO

C'est une technique de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire Plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en réception [15]. Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les N_t antennes émettrices est reçue. Chaque antenne émet le même symbole d'énergie E_s/N_T c'est-à-dire que la puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne telle que :

$$p = \sum_{i=1}^{N_t} p_i \quad (I.8)$$

Avec P_i est la puissance émise sur chaque antenne. Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que $P = N_t \cdot P_i$.



Figure I.13 : système MISO

- **Capacité du canal MISO**

C'est une technique qui permet une augmentation de la capacité du canal avec le nombre d'antennes avec la formule logarithmique suivante [15]:

$$C = \omega \log_2 \left(1 + N_t \frac{p_i}{N_0 \omega} \right) \quad (I.9)$$

$$C = \omega \log_2 \left(1 + \frac{p}{N_0 \omega} \right) \quad (I.10)$$

- En normalisant la capacité par la bande utile -c- on obtient:

$$C = \omega \log_2 (1 + p) \quad (I.11)$$

L'avantage de la technique **MISO** par rapport à la technique **SISO** est dans le fait que dans les Multi trajets; la probabilité d'évanouissement dans N_T antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

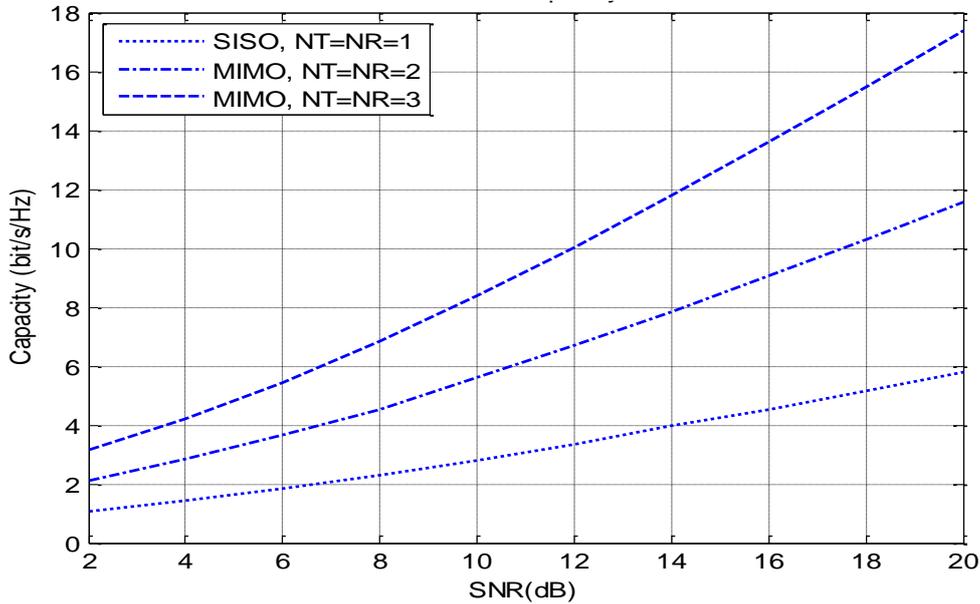


Figure I.14 : capacité des systèmes SISO et systèmes MIMO

I.8 Architectures et techniques MIMO

Plusieurs architectures ont ainsi été développées parallèlement, allant du Multiplexage spatial aux codes spatio-temporels et proposant toutes une amélioration incroyable des performances des systèmes de transmission. Cependant, cette technologie multi-antennes ne fonctionne pas dans tous les milieux et doit respecter un bon nombre de contraintes. Elle est de plus en pleine expansion avec les innovations affluentes. Cette partie a donc pour objectif d'une part de lever quelques restrictions propres à ces systèmes spatio-temporels et d'autre part d'optimiser leurs performances. Considérons un système MIMO avec N_T émetteurs et N_R récepteurs [16].

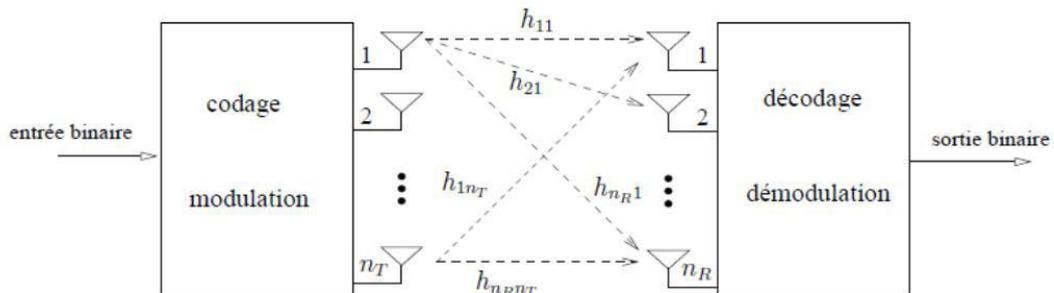


Figure I.15 : Schéma d'un système de transmission MIMO [17]

Le canal de transmission est supposé ici non-sélectif en temps et en fréquence, ainsi le trajet entre la n^e antenne émettrice et la n^e antenne réceptrice est représenté par le coefficient d'atténuation complexe h_{nm} .

On appelle $s_m(k)$: le signal transmis sur la n^e antenne à l'instant k , le symbole reçu sur la n^e antenne s'écrit alors [15] :

$$y_n(k) = \sum_{m=1}^{N_t} h_{nm} s_m(k) + b_n(k) \quad (I.12)$$

- Où b_n représente un bruit additif.

En considérant l'ensemble des signaux reçus simultanément, cette relation peut s'écrire sous forme matricielle de dimension $N_t \times N_r$ [16]:

$$y(k) = H_S(k) + b(k) \quad (I.13)$$

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

$$S = (s_1 \dots \dots s_{N_t})^T, \quad b = (b_1 \dots \dots b_{N_r})^T$$

I.9 Les codes temps-espaces (STC : space-time coding)

Sont apparus afin d'améliorer la fiabilité de la transmission dans un contexte de diversité d'émission. La figure suivante présente les différentes familles de codes :

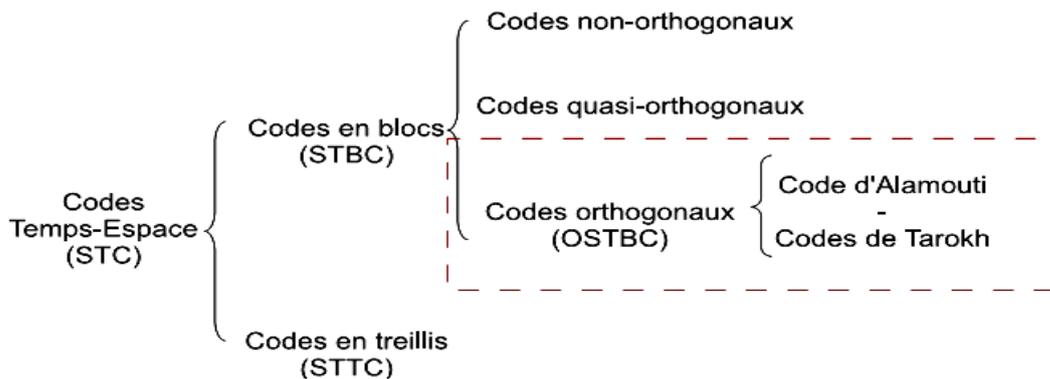


Figure I.16: Les familles de codes temps-espace [7].

I.9.1 les codes en blocs (STBC : space-time block coding) et les codes en treillis (STTC : space- time trellis coding)

Les premiers sont simples à mettre en œuvre et les seconds offrent les meilleures performances. Notons que dans le contexte de l'implémentation et plus encore du prototypage, les codes en blocs sont presque tout le temps préférés à leur homologue en treillis [7].

Les codes en blocs se scindent en plusieurs groupes, jouant sur l'orthogonalité des données transmises par les antennes, car la superposition des données sur chaque antenne de réception corrompt les données originales. Un codage particulier permettant au récepteur de les séparer facilement est qualifié d'orthogonal.

Ce qualificatif donne son nom à un des groupes des codes STBC : les OSTBC (Orthogonal STBC). Les autres groupes sont alors qualifiés de codes STBC quasi orthogonaux ou simplement de STBC s'il n'y a pas d'orthogonalité.

Du point de vue système, les STC insèrent de la redondance dans le débit symbole et diminuent donc le débit utile. Le rendement est toujours inférieur ou égal à un. Le rendement, outre ses performances en termes de fiabilité de la liaison est également à prendre en compte dans le choix du code.

I.10 Les modulations codées temps-espace en bloc orthogonales

En cherchant à résoudre le problème de la complexité de décodage pour STTC, Alamouti [18] a découvert une technique de transmission utilisant deux antennes à l'émission et permettant un décodage au sens du maximum de vraisemblance linéaire. La figure (I.17) montre le principe de fonctionnement de cette technique de transmission:

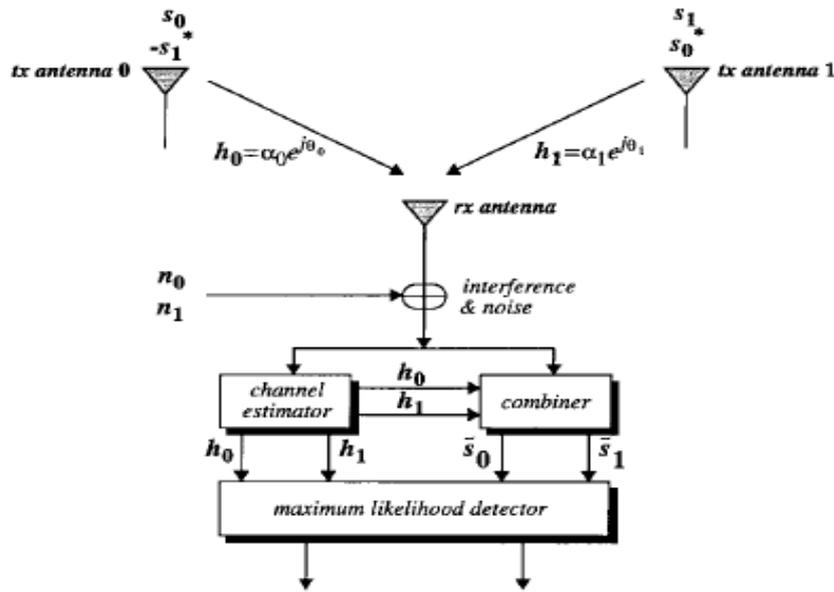


Figure I.17 : Schéma de diversité de transmission à deux branches avec un récepteur [18]

On peut définir la technique d’Alamouti à partir de deux fonctions : la séquence de transmission et encodage, schème de combinaison au récepteur et la règle de décision de vraisemblance maximale.

I.10.1 Séquence de transmission et encodage

Deux signaux sont transmis simultanément des deux antennes à un temps donné. Le signal transmit de l’antenne Tx₀ est défini par **s₀** et celui de l’antenne Tx₁ est défini par **s₁**. Durant un deuxième instant donné, le signal (**-s₁***) est transmit de l’antenne zéro et le signal **s₀*** est transmit de l’antenne un.

| | Antenne Tx ₀ | Antenne Tx ₁ |
|-------------|-------------------------|-------------------------|
| Temps t | S₀ | S₁ |
| Temps t + T | -S₁* | S₀* |

Table I.1 : principe de transmission dans le temps [18]

Les canaux au temps t sont définis par **h₀(t)** pour l’antenne Tx₀ et **h₁(t)** pour l’antenne Tx₁. En faisant l’hypothèse que l’atténuation est constante pour la période donnée, on peut écrire [18]:

$$h_0(t) = h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 \exp \{j\theta_0\} \quad (\text{I.13})$$

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 \exp \{j\theta_1\} \quad (\text{I.14})$$

Où T est la durée entre le premier instant donné et le deuxième. Les signaux reçus peuvent donc être définis comme suit, où \mathbf{r}_0 et \mathbf{r}_1 sont les signaux reçus aux temps t et t+T, \mathbf{n}_0 et \mathbf{n}_1 étant les variables aléatoires représentant le bruit et l'interférence au récepteur.

$$\mathbf{r}_0 = \mathbf{r}(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + \mathbf{n}_0 \quad (\text{I.15})$$

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{r}(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + \mathbf{n}_1 \quad (\text{I.16})$$

On peut aussi définir les signaux reçus sous forme de matrice vectorielle de la forme :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}_a \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (\text{I.17})$$

où $\mathbf{r} = [r_0 \ r_1^*]^T$ est le vecteur du signal reçu, $\mathbf{H}_a = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix}$ est la matrice du canaux équivalent $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1^*]^T$ le vecteur du signal envoyé et $\mathbf{n} = [n_0 \ n_1^*]^T$ le vecteur du bruit. Les colonnes de la matrice de canaux \mathbf{H}_a sont orthogonales sans égard aux valeurs spécifiques de h_0 et h_1 .

I.10.2 Opération de combinaison au récepteur

Le module de combinaison montré dans la figure (I.17) forme les deux signaux suivant qui sont ensuite envoyé au détecteur [18] :

$$\hat{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \quad (\text{I.18})$$

$$\hat{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \quad (\text{I.19})$$

On peut définir les signaux combinés en multipliant le vecteur \mathbf{r} par l'Hermitien de \mathbf{H}_a , \mathbf{H}_a^H comme suit :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}_a^H \mathbf{r} = \mathbf{H}_a^H \mathbf{H}_a \mathbf{s} + \mathbf{H}_a^H \mathbf{n} \quad (\text{I.20})$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} h_0^* & h_1 \\ h_1^* & -h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_0^* & h_1 \\ h_1^* & -h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} |h_0|^2 + |h_1|^2 & 0 \\ \mathbf{0} & |h_0|^2 + |h_1|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_0^* & h_1 \\ h_1^* & -h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$$\hat{s}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \quad (\text{I.23})$$

$$\hat{s}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \quad (\text{I.24})$$

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur les transmissions numériques et des rappels importants concernant la propagation en/hors espace libre. Les modèles de canaux que nous utiliserons dans ce mémoire ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles. De même, nous avons présenté les différentes techniques MIMO ainsi que leurs capacités, ensuite nous avons présenté un bref état de l'art sur les différentes techniques multi antennes, tels que le codage spatio-temporel, multiplexage spatial. En effet, les performances obtenues ne s'améliorent pas avec le nombre d'antennes d'émission et de réception contrairement à la capacité théorique du canal. On trouve ici une justification à l'utilisation des codes spatio-temporels. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des fonctions orthogonales d'Hermite et leur exploitation en transmission numérique.

Chapitre II

Les fonctions orthogonales
d'Hermite et leur exploitation en
transmission numérique

II. 1 Introduction

Ce chapitre a pour but de présenter l'implémentation du système de transmission, en utilisant la base des fonctions orthogonales d'Hermite et les récepteurs optimaux. Au niveau de l'émetteur, chaque bit binaire maintient ou inverse l'impulsion de transmission formant un système antipodal. Ici, le terme antipodal est relatif aux symboles binaires, en appelant la forme {0 et 1} binaire simple et la forme {1 et -1} cas 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 continue à envoyer symbole après symbole et en revanche, le récepteur doit savoir le début de chaque symbole pour utiliser l'orthogonalité.

II.2 Rappel sur les fonctions orthogonales [19]

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

$$\text{Si } \int_{t_1}^{t_2} f_m(t) f_n(t) dt = \begin{cases} 0, & m \neq n \\ \delta_{mm}, & m = n \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

Où δ_{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

$$S(t) = \sum_{p=0}^{n-1} b_p f_p(t) \quad (\text{II. 2})$$

Chapitre II : les fonctions orthogonales d'Hermite et leur exploitation en transmission numérique

Les coefficients b_p peuvent être retrouvés par :

$$b_p = \int_{t_1}^{t_2} S(t) f_p(t) dt \quad (II.3)$$

Dans les communications numériques, b_p est utilisé pour transporter les données numériques. La capacité d'extrait 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 cher en bande passante. Nous allons nous référer aux fonctions orthogonales $f_k(t)$ comme la base k orthogonale.

L'énergie de l'impulsion $s(t)$ peut être calculée par [19] :

$$E_s = \int_{t_1}^{t_2} S^2(t) dt \quad (II.4)$$

$$\begin{aligned} E_s &= \int_{t_1}^{t_2} \left[\sum_{p=0}^{n-1} b_p f_p(t) \right]^2 dt \\ &= \sum_{p=0}^{n-1} \int_{t_1}^{t_2} (b_p f_p(t))^2 dt \end{aligned} \quad (II.5)$$

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 n'interfèrent pas avec les données sur les autres impulsions de transport et les impulsions sont bien séparées en termes d'énergie.

II. 3 Les polynômes de Charles Hermite

II.3.1 Un peu d'histoire :

C'est en 1864 que Charles Hermite présenta pour la première fois à l'académie des sciences le système de polynômes qui portera par la suite son nom [Herm1864]. Voici quelques morceaux choisis de sa communication.

Les fonctions uniformes de plusieurs variables à périodes simultanées par lesquelles M. Weierstrass et M. Riemann ont résolu le problème de l'inversion des intégrales de différentielles algébriques quelconques sont représentées, comme on sait par le quotient de deux séries telles que :

$$M = \sum e^{-\phi(x+m,y+n,z+p,\dots)}$$

Où ϕ désigne une forme quadratique dont la partie réelle est définie et positive, le signe \sum s'étendant à toutes les valeurs des nombres entiers m, n, p , de $-\infty$ à $+\infty$. L'élément fondamental de ces nouvelles transcendentes, ainsi donné par l'expression $e^{-\phi(x,y,z,\dots)}$.

Se présente dans toutes leurs relations analytiques, et acquiert par là une importance dont il est impossible de n'être pas frappé, La théorie des fonctions elliptiques, déjà assez avancée pour donner l'idée de ce qu'on doit attendre de ces transcendentes à plusieurs variables, justifie particulièrement, à l'égard de l'expression e^{-x^2} C'est ce qui m'a amené à cette remarque que les exponentielles e^{-x^2} et $e^{-\phi(x,y,z,\dots)}$ donnent naissance.

II.4 Formes d'ondes orthogonales d'Hermite

Dans une transmission numérique typique, les bits de données sont envoyés en série. Un débit binaire plus élevé peut être obtenu en raccourcissant la période de bits / symboles. Tant que le rapport de l'énergie bit et le densité spectrale de puissance de bruit est maintenue constante, le taux d'erreur binaire (BER) est inchangé. Cependant, dans les environnements à trajets multiples, plusieurs copies de transmission différée du signal est reçu. Le bruit n'est pas la seule interférence. Dans un tel environnement, le BER augmente considérablement soit le rapport entre le retard et la période bit ou la puissance des copies indésirables augmentent. En conséquence, dans la transmission à grande vitesse, lorsque la période de bits est étroite, le BER est affecté directement par le signal retardé [19].

Chapitre II : les fonctions orthogonales d'Hermite et leur exploitation en transmission numérique

Une méthode pour atténuer les effets multi trajet consiste à prolonger la période de symbole, une méthode de base pour prolonger la période de symbole que le flux de données d'entrée est première série- parallèle converti en flux de données parallèles de N, La vitesse de transmission, efficace pour chaque parallèle Courant est $1/N$ du flux de données série originale.

En conséquence, la période de bites parallèle est N fois plus large que la période de bit du flux série originale puis, N différentes formes d'onde (symbole) sont assignées à chacun des flux parallèle N, Les formes d'onde résultantes de formes d'onde résultantes de N sont combinées pour avoir une transmission composite de forme d'onde.

Tant que les symboles de N sont orthogonaux, détection de la présence d'un symbole participante sur une transmission composite de forme d'onde est possible, le système de transmission en parallèle peut être considéré comme un N dimensionnel système.

Il existe un certain nombre de formes d'onde orthogonales. Un critère important dans les communications est un bon ensemble de formes d'onde orthogonales doit consommer le moins possible de bande passante.

II.5 Fonctions orthogonales d'Hermite [20]

Il y a d autres ensembles de fonctions orthogonales utilisés dans le n dimensionnel système. Un bon doit exploiter la bande passante efficacement. Certains fonctions, par exemple, polynômes de Legendre, ils sont orthogonaux mais ne sont pas appropriées pour une transmission numérique. Les polynômes de Legendre, définis par :

$$P_n(x) = \frac{1}{2^n n!} \frac{d^n}{dx^n} (x^2 - 1)^n \quad (\text{II.6}).$$

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 en $(-\infty, \infty)$ dit théorique

Chapitre II : les fonctions orthogonales d'Hermite et leur exploitation en transmission numérique

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 Procession (DSP), nous permet de produire des formes d'ondes arbitraires. Ainsi, la complexité n'est plus un problème

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

$$\Psi_j(x) = \frac{e^{-\frac{1}{4}x^2}}{\sqrt{j! \sqrt{2\pi}}} \text{He}_j(x) \quad (\text{II.7})$$

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

$$\text{He}_j(x) = e^{\frac{x^2}{2}} \left(-\frac{d}{dx} \right)^j e^{-\frac{x^2}{2}}. \quad (\text{II.8})$$

La fonction de j^{eme} du cylindre parabolique est identifiée comme fonction orthogonale de Hermite de j^{eme} de l'extraction du polynôme extrait dans (II.8) résulte dans :

$$\text{He}_0(x) = 1$$

$$\text{He}_1(x) = x$$

$$\text{He}_2(x) = x^2 - 1 \quad (\text{II.9})$$

$$\text{He}_3(x) = x^3 - 3x$$

$$\text{He}_4(x) = x^4 - 6x^2 + 3$$

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

$$\text{He}_{j+1}(x) = x\text{He}_j(x) - x\text{He}_{j-1} \quad (\text{II.10})$$

De la même façon :

$$\Psi_{j+1}(x) = \frac{x}{\sqrt{j+1}} \Psi_j(x) - \sqrt{\frac{j}{j+1}} \Psi_{j-1}(x) \quad (\text{II.11})$$

Selon la Figure (II.1) la largeur des impulsions d'ordres supérieurs est Toujours supérieure. Cependant, toutes les fonctions de Hermite, contiennent de façon intéressante, énergie unité id entique :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_m^2(x) \cdot dx = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_n^2(x) \cdot dx = 1 \quad (\text{II.12})$$

Chapitre II : les fonctions orthogonales d'Hermite et leur exploitation en transmission numérique

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

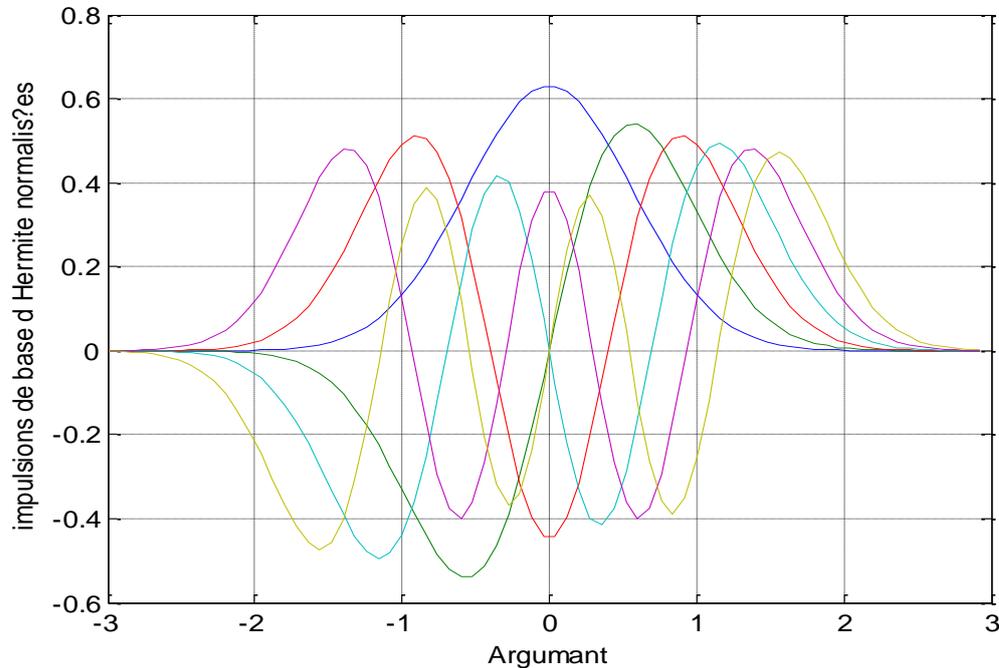


Figure II.1 : les cinq premières fonctions orthogonales d'Hermite (impulsions).

II. 6 Modification des formes d'onde orthogonales de Hermite pour un débit de transmission spécifique sur un système N-dimensionnel [21]

Les fonctions orthogonales d'Hermite discutées dans la section précédente ne sont pas des fonctions à temps fini. Cependant, leurs valeurs décroissent rapidement et de façon monotone pour des valeurs plus grandes des arguments. Comme les fonctions d'Hermite sont orthogonales en $(-\infty, \infty)$, il est évident que l'interférence inter symbole (ISI) ne peut pas être complètement évitée. Pour être utilisés comme symboles de communication, les fonctions Hermite doivent être mises à l'échelle pour correspondre à une période de symbole désignée. Une quantité suffisante d'énergie d'impulsion doit être contenue dans le symbole période. ISI sera automatiquement contrôlé à un niveau acceptable. Cette section traite de la modification des fonctions de base Hermite pour un système n-dimensionnel.

Considérons la comparabilité de la transmission en série et de la transmission parallèle proposée. 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

Chapitre II : les fonctions orthogonales d'Hermite et leur exploitation en transmission numérique

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 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^{th} Hermite fonction orthogonale, qui garantit ρ pour cent d'énergie dans $[-W_n / 2, W_n / 2]$ satisfait à la

$$\frac{\int_{-0.5W_n}^{0.5W_n} |\Psi_n(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |\Psi_n(t)|^2 dt} = \frac{\rho}{100} \quad (\text{II. 13})$$

Pour le même ρ , 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.

Chapitre II : les fonctions orthogonales d'Hermite et leur exploitation en transmission numérique

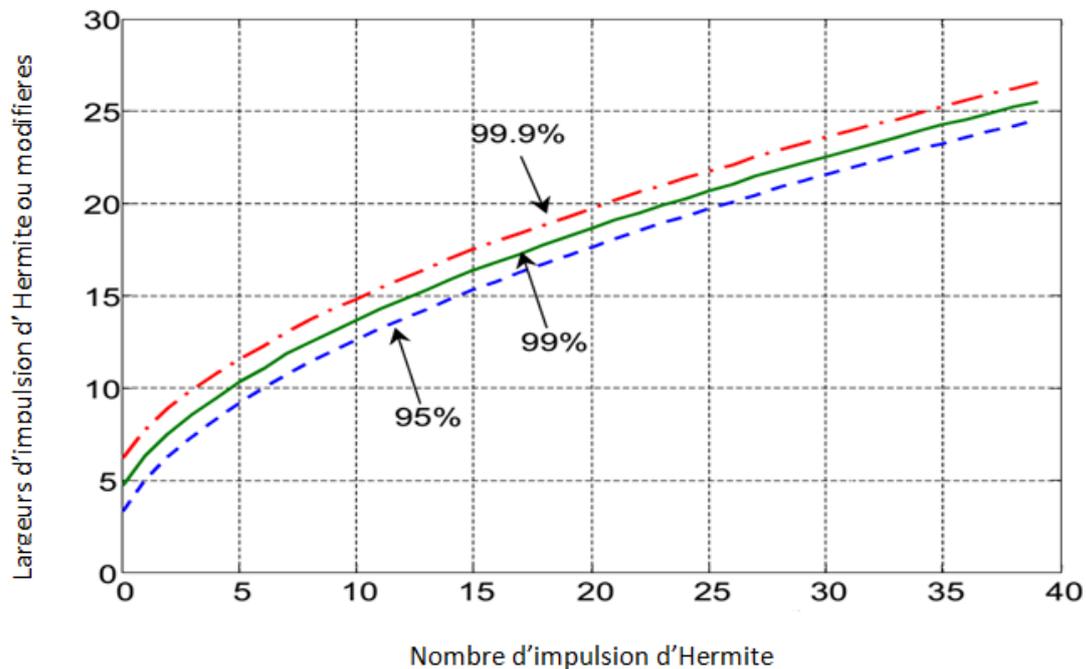


Figure II.2 : Largeurs d'impulsion des impulsions Hermite originales $\psi_j(t)$. Les largeurs d'impulsion d'Hermite sont, en fait, infinies. Les critères de 95%, 99% et 99.9% de l'énergie d'impulsion sont utilisés pour définir les largeurs d'impulsion. [19]

En mettant à l'échelle les fonctions de Hermite par la largeur d'impulsion W_n , le $\rho\%$ de l'énergie impulsionnelle 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 [20]:

$$f_p(t) = \Psi_p\left(\frac{t}{nT_b W_n}\right) \quad (\text{II. 14})$$

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 τ 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.

$$F_p(\tau) = \Psi_p\left(\tau \frac{W_n}{4}\right) \quad (\text{II. 15})$$

$$T_{n-scale} = \frac{W_n}{nT_b} \quad (II.16)$$

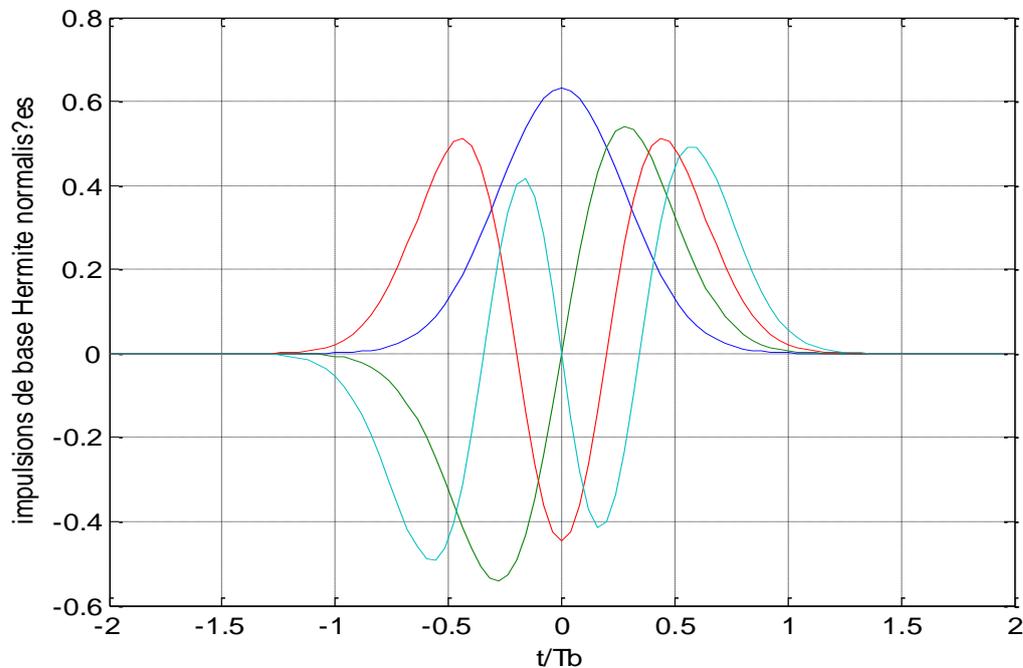


Figure II.3 : L'intervalle représente n périodes de bit

II.6.1 Impulsions d'Hermite modifiées [21]

Il est clair que les fonctions orthogonales ne sont pas des tâches à temps limité. Pour utiliser Codes de communication, et Hermite Dans ce travail, les fonctions Hermite sont modifiées et adaptées à la transmission numérique selon La méthode numérique mentionnée dans .Les impulsions Hermite sont censées avoir à peu près la même quantité d'énergie Ce qui équivaut à l'unité.

II. 7 Système De Transmission

Les impulsions d'Hermite sont des fonctions infinies (définies sur l'intervalle $[-\infty, \infty]$). Cette propriété peut être une contrainte, non seulement pour que les impulsions soient suffisamment orthogonales dans une période donnée, mais aussi, pour former un système de transmission utilisant N impulsions. En absence du bruit ou de toute autre interférence, les données binaires véhiculées par les impulsions peuvent être parfaitement récupérées.

Chapitre II : les fonctions orthogonales d'Hermite et leur exploitation en transmission numérique

Dans les systèmes de transmission, le flux original d'information est converti en N sous-flux de données indépendants qui peuvent être envoyés simultanément et les bits de chaque sous-flux sont alimentés au modulateur correspondant en série. Le schéma fonctionnel d'implémentation du système de transmission est montré dans la figure (II.4).

Selon la figure II.4, du côté émetteur, les données binaires à valeurs antipodales (1 ou -1) changent la polarité de leurs formes d'onde de base et la forme d'onde émise est une combinaison des différentes formes d'onde signées.

Si on note $g_i(t)$, pour $i = 0, 1, \dots, n-1$, les formes d'onde d'Hermite. La forme d'onde envoyée dans une période symbole a pour expression :

$$s_1(t) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i g_i(t) \quad (\text{II.16})$$

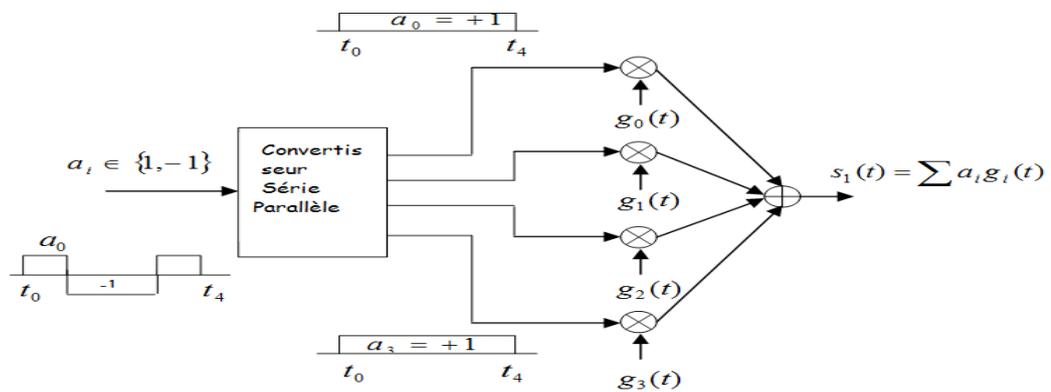


Figure II.4 : Implémentation directe de la transmission d'un seul symbole dans un système utilisant N impulsions. Dans cette illustration $N = 4$. $g_i(t)$ Sont les fonctions d'Hermite normalisées sur l'intervalle $[t_0, t_4]$. [21].

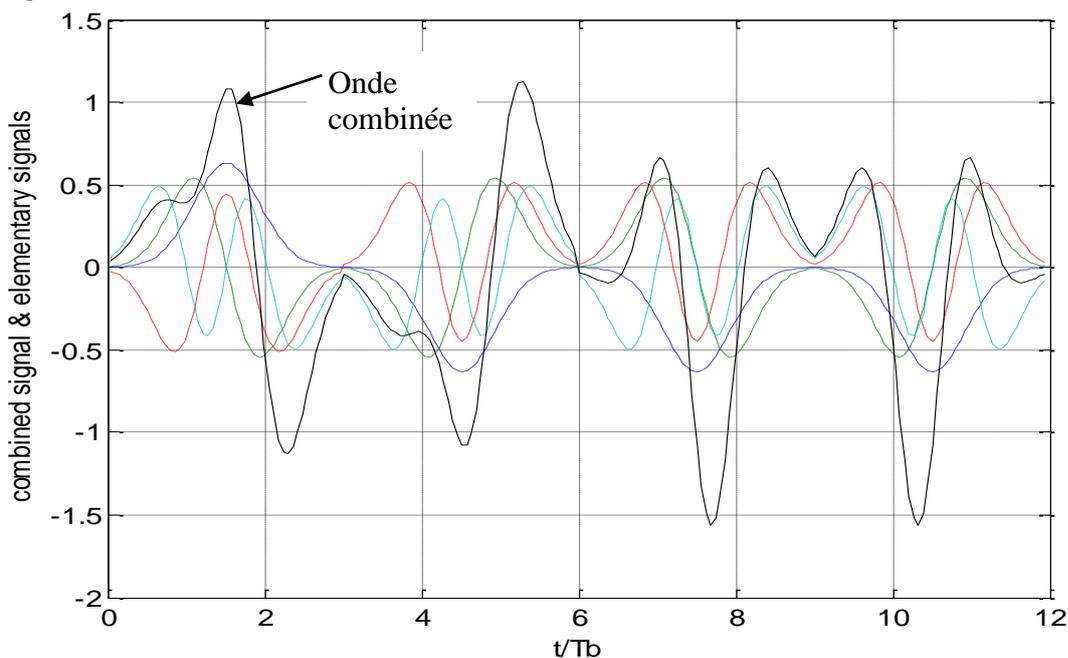


Figure II.5 : la forme d'onde combinée (émission) d'un système tridimensionnel.

II.8 Système de détection :

Les données binaires véhiculées sur la j^{eme} fonction d'Hermite peuvent être récupérées en utilisant un corrélateur « integrate and dump ». La méthode est validée comme suit : en admettant que la synchronisation est parfaite, le signal composé $s(t)$ est multiplié par $g_j(t)$. Le produit est intégré sur une période symbole. La polarité du résultat d'intégration est employée pour déterminer quel symbole binaire a été envoyé. Puis, la sortie de l'intégrateur est initialisée pour la prochaine détection de symbole. L'implémentation peut être exprimée par :

$$\int_0^{T_s} s(t) \cdot g_j(t) \cdot dt = \int_0^{T_s} \left[g_j(t) \cdot \sum_{i=0}^{n-1} a_i g_i(t) \right] \cdot dt \quad (\text{II.17})$$

$$= \sum_{i=0}^{n-1} a_i \int_0^{T_s} g_j(t) \cdot g_i(t) \cdot dt = a_j \delta_{jj}, \quad (\text{II.18})$$

Où δ_{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 de base 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 la fonction d'Hermite locale du récepteur au rythme la période symbole (signal reçu). La perte de cette condition a comme conséquence l'interférence inter-symbole (ISI). Cette complexité de synchronisation augmente exponentiellement en fonction du nombre impulsions transmises. par conséquent, pour remédier à une telle situation l'idée consiste à réduire le nombre d'impulsions utilisées et au même temps augmenter le débit de transmission ce qui conduit à utiliser des modulations d'ordre supérieur afin de satisfaire ces deux objectifs qui sont antagonistes.

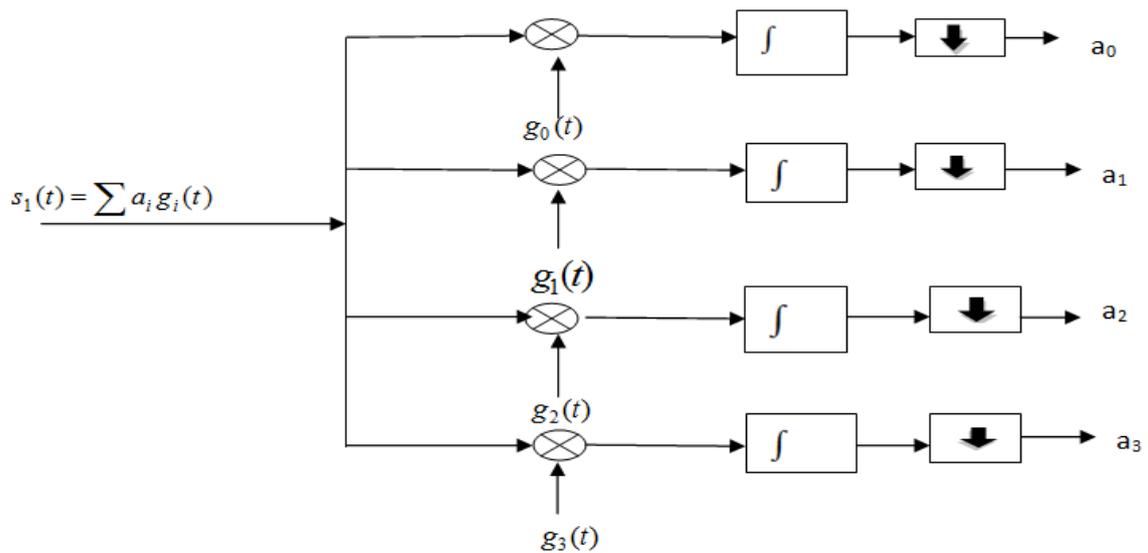


Figure II.6 : Les récepteurs invoquent un détecteur de corrélation avec une intégration-et-dump (I & D)[19].

II. 9 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelle que généralités sur les polynômes d'Hermite et des rappels importants concernant l'utilisation des fonctions orthogonal d'Hermite et leur exploitation en transmission numérique qui nous permet de récupérer l'information émise a l'aide d'corrélateur.

Dans le chapitre suivant on va teste cela par simulation avec le logiciel MATLAB.

Chapitre III

Résultats de simulation

III.1 Introduction

Dans cette section, La simulation du système de transmission s'effectue en bande de base (la fréquence porteuse est nulle), les modèles de transmission SISO et MIMO sont définis sous l'hypothèse que le canal varie à temps symbole, de plus est supposé connu par le récepteur. Notre étude s'appuie sur les schémas des figures (II.4) et (II.6) du chapitre précédant. L'utilisation des récepteurs à corrélation a pour but de détecter des signaux noyés dans le bruit est un moyen connu et largement étudié. Le rapport signal sur bruit (SNR) à la sortie de ces récepteurs est maximal pour accroître le pouvoir de séparation de deux impulsions rapprochées. Cette phase de travail est répartie en deux parties :

La première consiste à étudier le système SISO et de montrer la forme du signal émis, L'effet du BBAG et le calcul du TEB.

La deuxième est consacrée à l'étude du système MIMO en fonction de plusieurs facteurs qui agissent sur les performances du système.

III.2 Présentation du système MIMO à corrélateur

Le schéma MIMO à formes d'ondes proposés dispose de deux antennes d'émission et deux antennes à la réception. Dans le cadre de notre étude, le canal considéré est de type quasi-statique, de plus connus parfaitement par le récepteur.

La procédure d'émission- réception suit toujours le même principe que le système SISO La particularité du MIMO est forme deux signaux et il procède au codage spatio-temporel. Comme cité dans le chapitre précédent.

Le schéma suivante représenté système MIMO à formes d'ondes d'Hermite a basé corrélateur

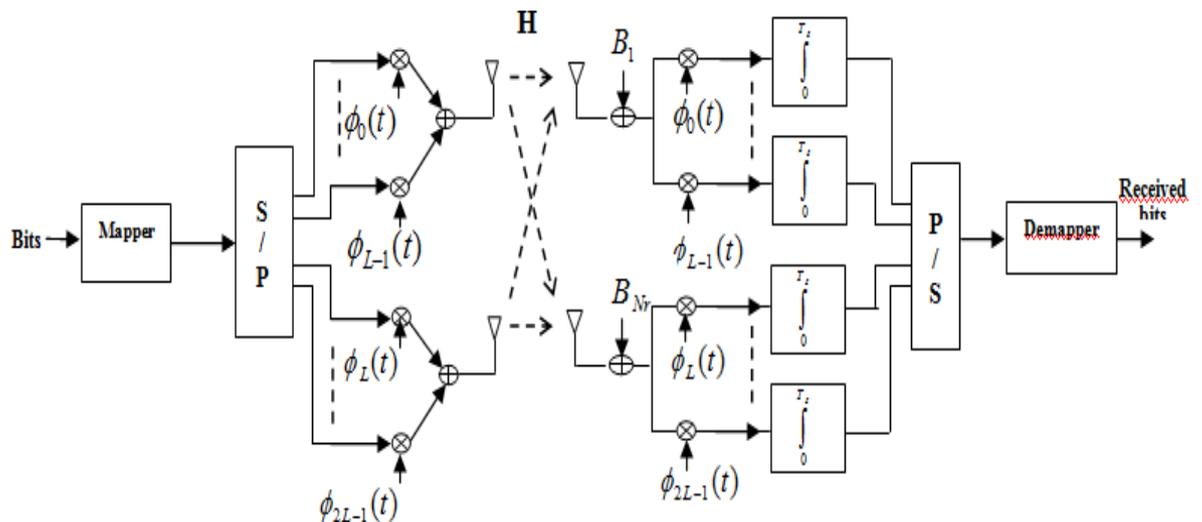


Figure (III.1) : Schéma de transmission du système, MIMO à formes d'ondes d'Hermite MIMO à corrélateur "Integrate & dump".

III.3 Effet du bruit AWGN sur le signal émis

Le bruit blanc additif gaussien est généralement assimilé à différentes perturbations que le signal subit lors de la propagation dans le canal (interférences, brouillage,...) mais aussi lors de la propagation entre les différents étages électroniques de la chaîne de transmission (bruit de phase, bruit de quantification,...).

Le rapport signal sur bruit (RSB ou SNR pour Signal to Noise Ratio en anglais) est une mesure relative de ce bruit, égale (à un logarithme près) au rapport entre la puissance moyenne du signal et celle du bruit blanc gaussien.

En absence du bruit, les bits transmis sont parfaitement récupérés (transmission sans erreur). La figure (III.2) représente l'allure du signal transmis

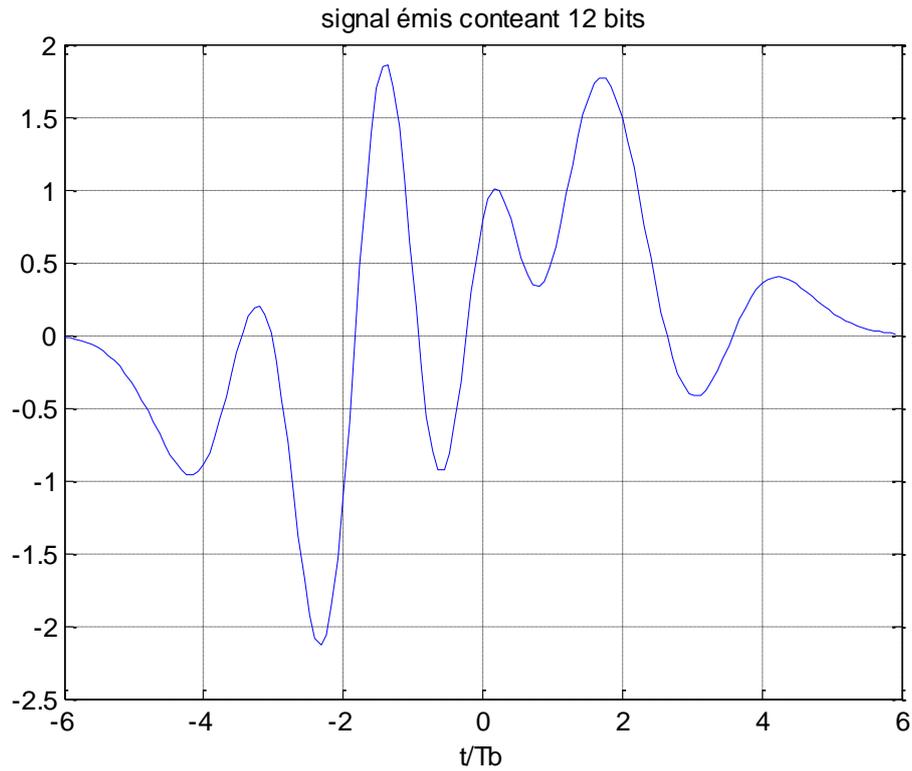


Figure III.2 : L'envoi d'un seul symbole formé de 12 bits sans bruit

L'allure du même signal en présence du bruit (AWGN) avec un SNR=5 dB, est donnée à la figure (III.3).

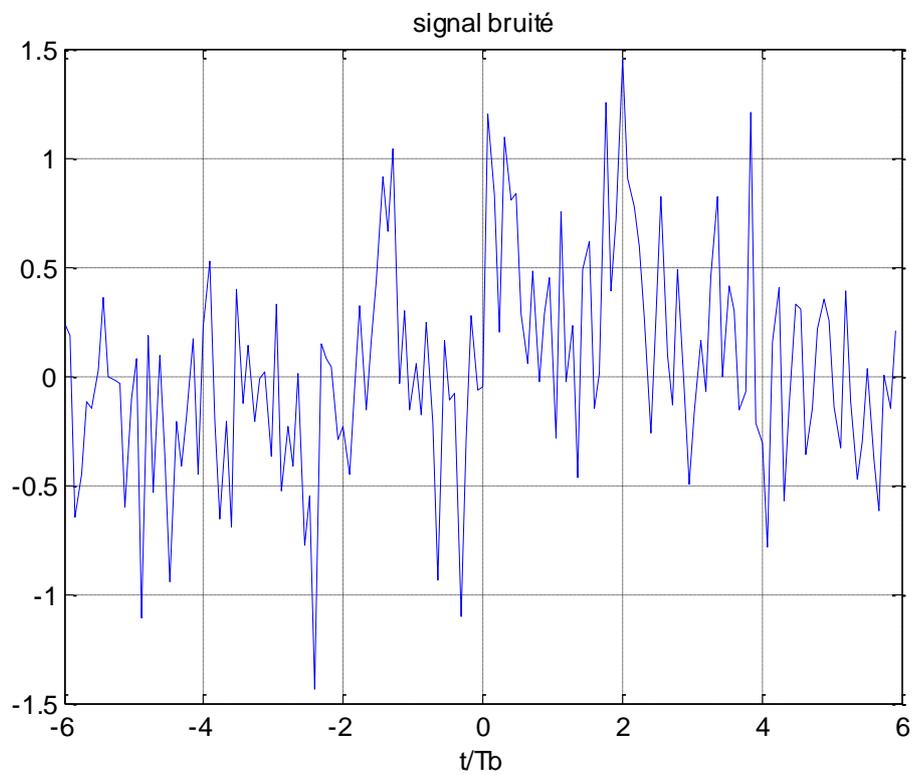


Figure III.3: Version bruitée du signal simulé

Ce bruit introduit une dégradation du signal transmis qui conduit à la perte de certains bits. Dans cet exemple, 1 bits faux sont reçus parmi 12 bits transmis ce qui donne un TEB= 0.083. La figure III.4 représente l'échantillon du bruit AWGN de variance $\sigma^2 = 0.25$ qui s'est ajouté au signal utile précédent

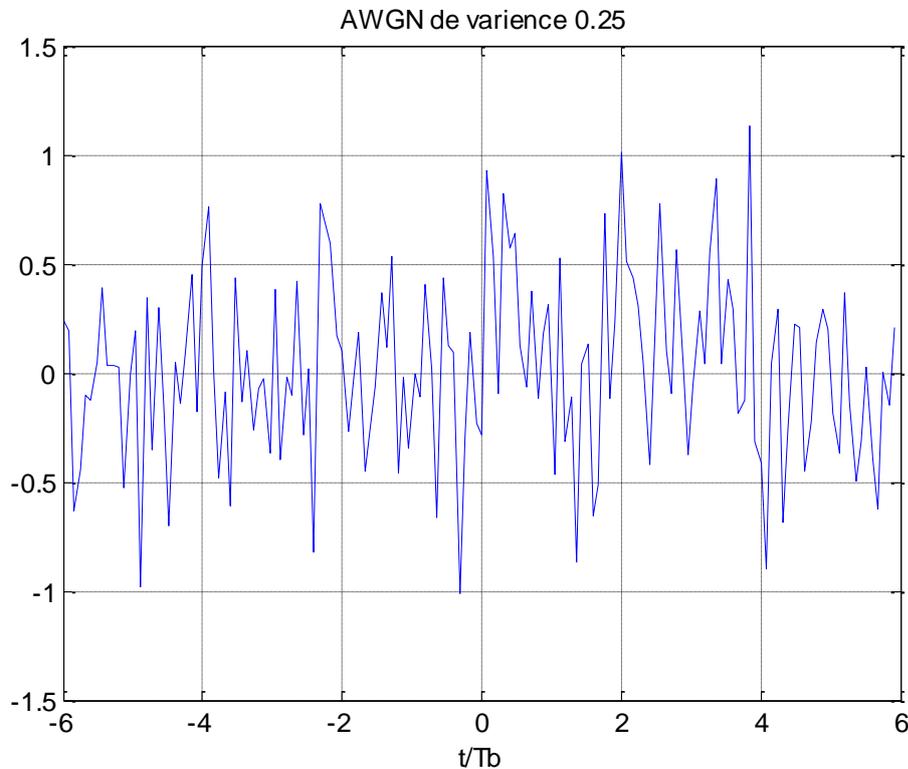


Figure III.4 : Le bruit gaussien

III.4 Récepteur à corrélation

Une démonstration de l'invariance de la sortie des deux récepteurs est faite dans l'exemple suivant. Prenons $[1 -1 1, 1 -1 1, 1 1 -1, 1 1-1]$ la séquence de 12 bits d'informations à transmettre en utilisant un système à trois dimensions. L'opération a besoin de 12 périodes de bit, T_b , pour transmettre la séquence de données.

Chaque symbole à trois dimensions dure 3 périodes de bit, c'est-à-dire $T_s = 3T_b$, la figure III.5 montre les formes d'onde de chaque dimension et leur forme d'onde combinée.

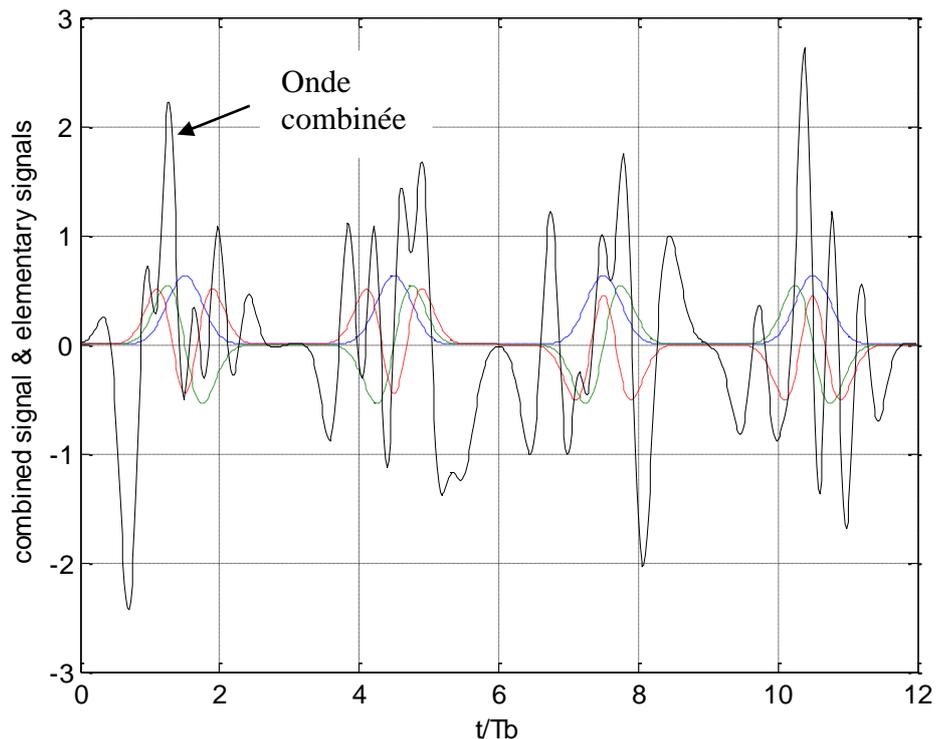


Figure III.5 : Envoi consécutif de quatre symboles de 3 bits

III.4.1 Calcul du TEB :

- Cas SISO sans l'effet du canal

L'évaluation de la probabilité d'erreur binaire à chaque période symbole, nécessite la comparaison des bits émis par l'émetteur aux bits reçus dans le récepteur. Dans notre cas, le récepteur utilise un détecteur à corrélation.

Le calcul du TEB en fonction du SNR [dB] s'effectue par l'exécution successive de simulations paramétrées par la valeur σ de la variance de la source de bruit. Les simulations sont réalisées sur 10 000 itérations, pour différents SNR, allant de -10 dB jusqu'à 10 dB. Comme le montre la figure III.6.

Pour voir l'influence de nombre de bits émis ou la dimension du système sur les performances, des simulations ont été faites avec l'envoi de symboles de longueurs différentes.

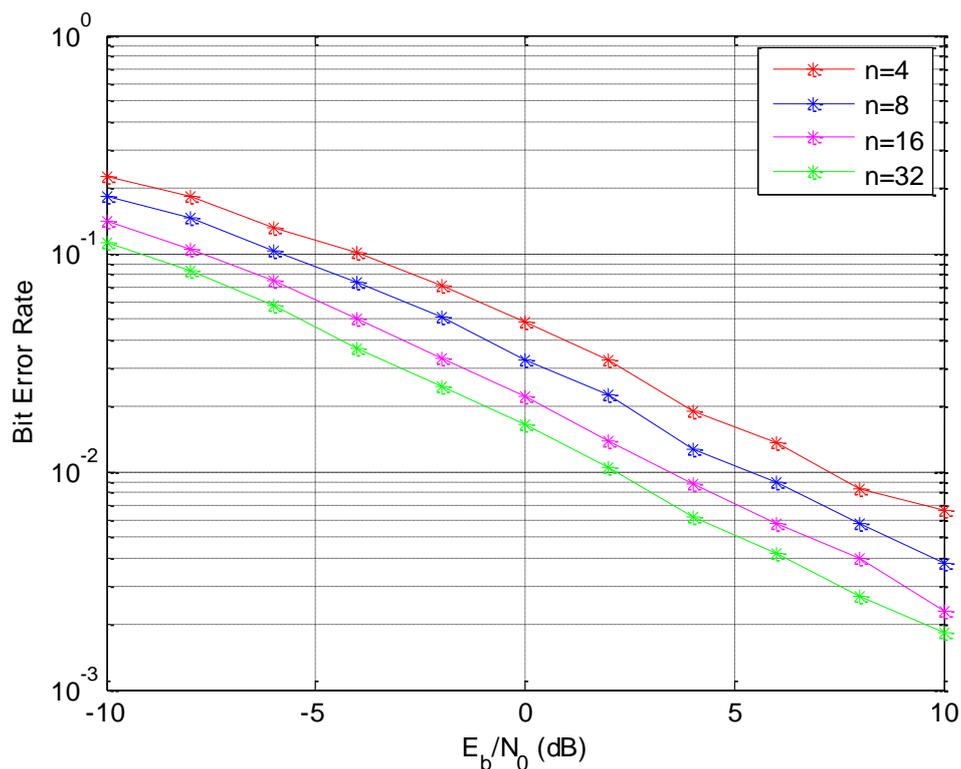


Figure III.6 : TEB en fonction du (E_b/N_0) [dB], pour différentes longueurs du symbole.

Nous pouvons conclure que :

- Lorsque la longueur du symbole est égale à 4 bits, le TEB est très élevé mais diminue pour un (E_b/N_0) > 10dB
- Lorsque la longueur du symbole est égale à 8 et 16 bits, le TEB décroît au fur et à mesure que la taille du symbole augmente et les performances deviennent meilleures comparativement à une longueur égale à 4 bits.
- Pour un (E_b/N_0) ≤ 10 dB et dans le cas où la longueur du symbole est 32 bits, le taux d'erreur binaire est beaucoup plus faible que dans le cas où le nombre de bits par symbole est de 8 et 16 bits.

En général, On constate que les performances s'améliorent d'une façon importante quand le nombre de bits (ou la longueur du symbole) augmente.

III.5 Cas des systèmes MIMO

Les simulations tiennent en compte plusieurs facteurs qui agissent de manière Différente tel que :

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

III.5.1 Effet du canal

Paramètres de simulation :

- Type de modulation : Qpsk
- Taille de paquet : 12bits
- gray mapping
- Canal : Rayleigh, gaussienne

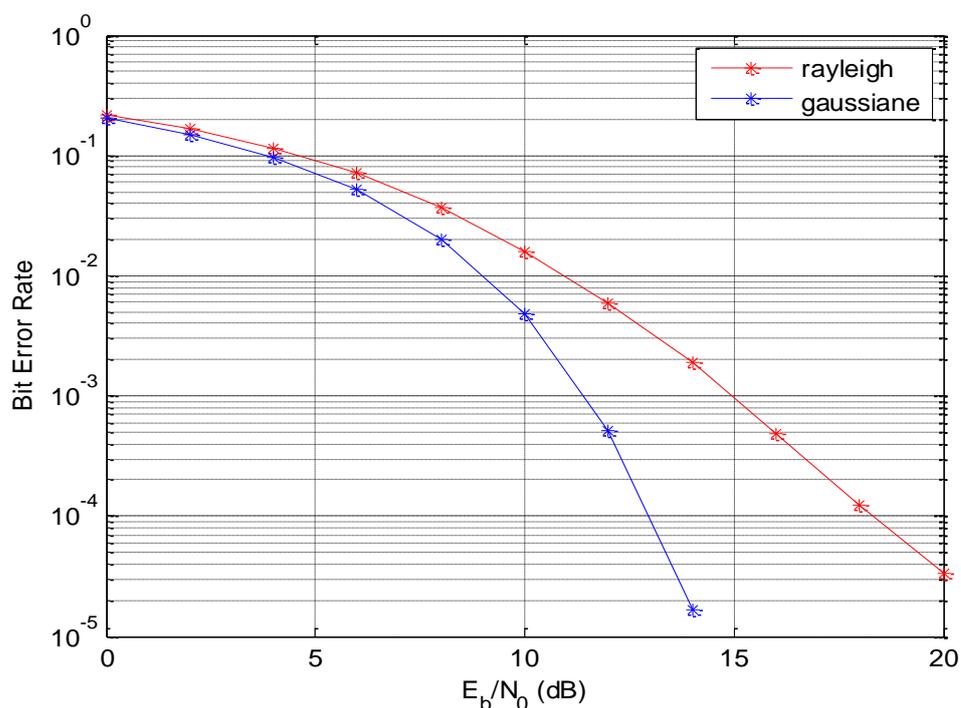


Figure III.7 : l'effet de type de canal sur les performances de système

La figure III.7 compare les performances du système : MIMO non 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.5.2 Effet de la taille du paquet :

Paramètres de simulation :

- Type de modulation :Bpsk
- Taille de paquet : 4,8,16,32 bits
- Canal : Rayleigh
- gray mapping

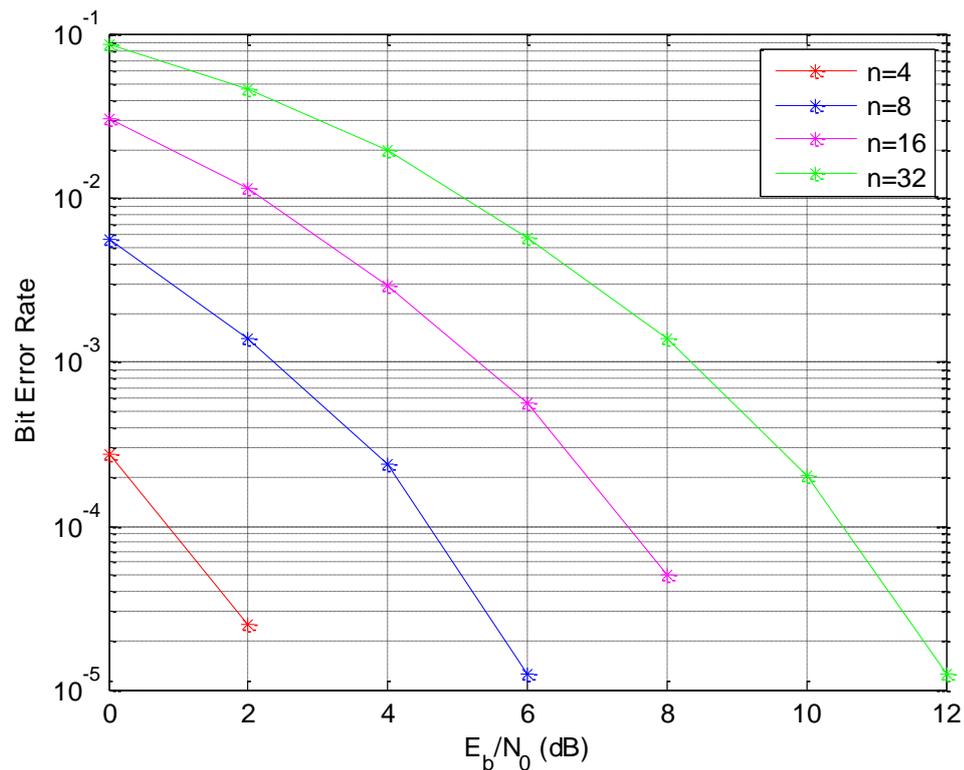


Figure III.8 : TEB en fonction du E_b/N_0 [dB], pour une variation de nombre de bit.

III.5.3 Effet du Type de la modulation :

Paramètres de simulation :

- Type de modulation :Bpsk ,Qpsk
- Taille de paquet : 12bits
- Canal : Rayleigh
- gray mapping

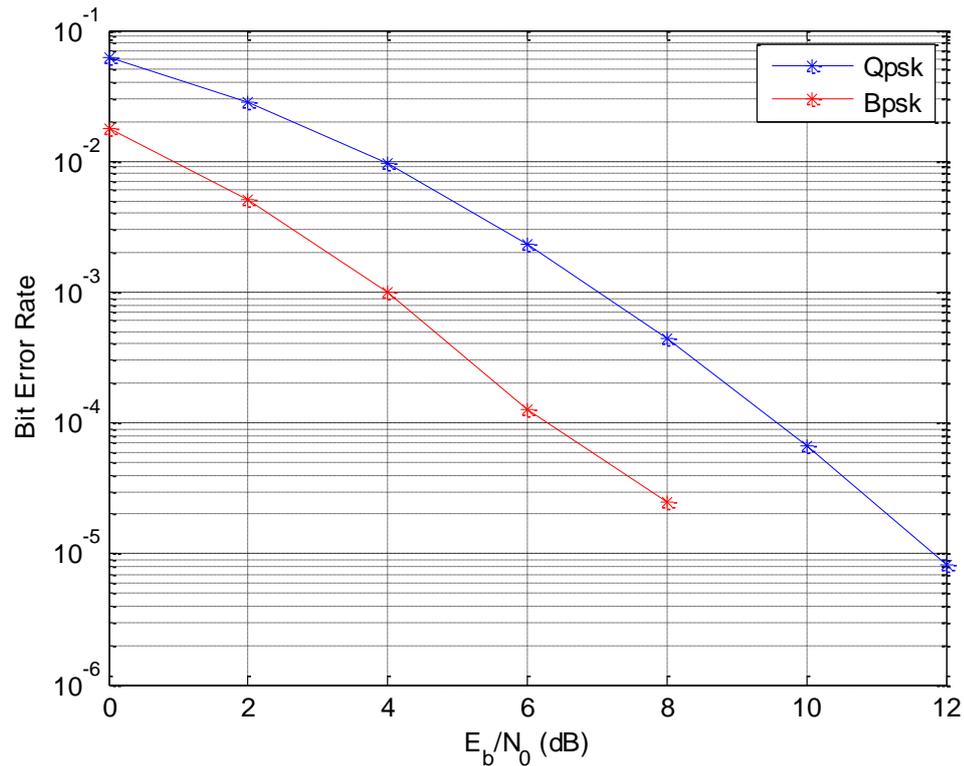


Figure III.9 : l'effet de type de modulation.

D'après Cette figure, on constate que les performances se dégradent quand l'ordre de modulation devient grand. Donc, le choix de type de modulation dépend du niveau du taux d'erreur binaire ciblé

III.5.4 Effet de mapping :

Paramètres de simulation :

- Taille de paquet : 8bits
- Canal : Rayleigh
- Type de modulation : Qpsk
- mapping binaire naturel, gray mapping

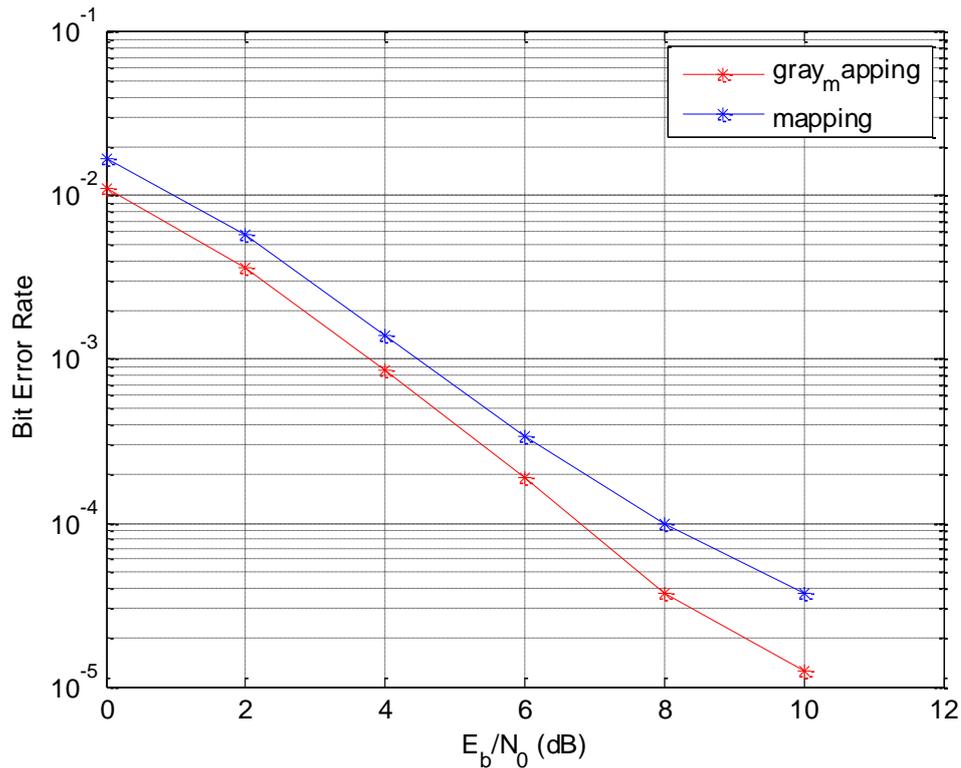


Figure III.10: TEB en fonction du(E_b/N_0) [dB], pour différents type de mapping.

On constate que le mapping gray offre une meilleure performance comparativement au mapping binaire naturel.

III.6 Comparaison des différents systèmes (SISO, MISO, MIMO)

Paramètres de simulation :

- Taille de paquet : 8bits
- Canal : Rayleigh
- Type de modulation : Qpsk

La figure III.11 compare la performance (TEB, "Taux d' Erreur Binaire ") d'un système MIMO(N_t, N_r) par rapport aux systèmes MISO($N_t, 1$) et SISO qui est une transmission traditionnelle sans diversité spatiale ($N_t = N_r = 1$). Elle est le résultat d'une simulation où les symboles « s » sont issus d'une constellation QPSK

Rappelons que la puissance totale utilisée est la même dans les trois systèmes ; la comparaison est donc équitable. On voit une nette amélioration des performances, en particulier dans le cas MIMO (2,2).

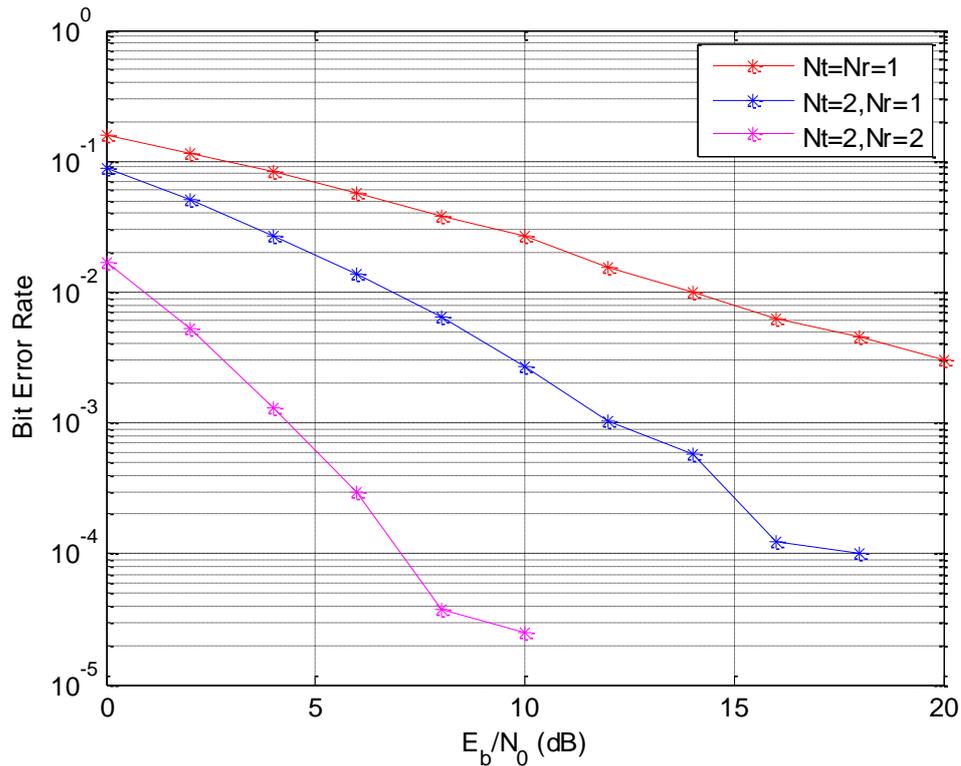


Figure III.11 : Comparaison des performances des systèmes SISO, MISO et MIMO.

III.7 Conclusion

Les fonctions orthogonales d'Hermite trouvent beaucoup d'applications dans le développement des systèmes de transmission. L'avantage de ce genre de fonction est la possibilité de séparer les signaux reçus grâce à la propriété d'orthogonalité. Dans ce travail de mémoire, le canal est supposé parfaitement connu par le récepteur ainsi que la transmission est faite en bande de base.

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

La demande en termes de débit ne cesse d'augmenter, ces dernières années. Cette situation a conduit à l'apparition de ce qu'on appelle systèmes MIMO, qui utilisent plusieurs antennes en émission et/ou en réception pour répondre à ce besoin. Ce type de transmission peut augmenter d'une manière substantielle l'efficacité spectrale.

Dans Ce mémoire, on a concentré sur le codage spatio-temporel (qui est une technique apportée par les MIMO) et en particulier les codes en blocs orthogonaux qui offrent la possibilité de séparer les signaux reçus. Ces codes orthogonaux sont basés sur les polynômes d' Hermite, c'est la raison pour laquelle, on leur a donné une grande portion dans ce travail.

Ensuite, comme application sur Polynômes d'Hermite, nous avons proposé un système MIMO à deux antennes à l'émission et deux antennes à la réception,

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

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **J. G. PROAKIS**, « Digital Communications ». MCGRAW-HILL, 2000.
- [2] **N. PRAYONGPUN**, « Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation ». Thèse doctorat, université Joseph Fourier, Grenoble 1, avril 2009.
- [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^{ème} Édition, Masson, Paris, 1991.
- [6] **Claude Lahache**. TS2 SN Modulations Numériques- page 9.10
- [7] **BENDIMERAD FETHI TARIK**, MIMO et accès multiples avancés pour réseaux sans fil » Projet national de recherche-rapport final- Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen » - 2011-2013-p 22.
- [8] **S. Benedetto and E. Biglieri**, « *Principle of digital transmission with wireless applications* », Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
- [9] **Souhila Ferouani** « Etude et Implémentation d'un Système MIMO dans un Contexte OFDM », Université Abou bakr belkaid- Tlemcen, Soutenu en 2010.
- [10] **A. dialo**, « systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO ». Thèse doctorat, Université de Nice-Sophia antipolis, novembre 2007.
- [11] **HEDRACHE Lamia. MERAD Safa** « étude et simulation de système MIMO à multiplexage spéciale accosie a la technique WCDMA ». Mémoire de Fin d'Etude Pour l'obtention du diplôme de MASTER en Télécommunications. Université abou bekr belkaid Tlemcen.2013/2014.
- [12] **L. COLLIN** « Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale », 17 décembre 2002, l'Université de Bretagne Occidentale, page 31-38
- [13] Spécial issue on Blind Systems identification and estimation. IEEE Proceedings, p 86, 1998.
- [14] **FERHOUNI SOUHILA**, « Etude de la capacité du canal de propagation dans un système MIMO ». Mémoire de fin d'études, Université ABOU-BEKR BELKAÏD, Tlemcen 2007.

- [15] **ZERROUKI EL-HADJ**, «Application de la technologie MIMO dans les réseaux WI-FI». Thèse de Magister en Télécommunications, Université ABOU-BEKR BELKAÏD, Tlemcen 2006.
- [16] **T. L. Marzetta and B. M. Hochwald**. « Capacity of a mobile multiple-antenna Communication link in Rayleigh flat fading ». *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(1):139–157, January 1999.
- [17] **J. Yang and S. Roy**, « On joint transmitter and receiver optimisation for multiple-input multiple-output (MIMO) transmission Systems », *IEEE Transactions on Communications*, Vol.42, December 1994.
- [18] **Pascal Djiknavorian, Jennifer Martin**, « L’application de processus stochastiques dans la méthodologie d’Alamouti. Une technique simple de diversité pour les communications sans-fil ». GEL-60364, 16 décembre 2005.
- [19] **W. Chongbure**, « Digital Transmission by Hermite N-dimensional Antipodal scheme ». Blacksburg, Virginia, pages 9-19. February 11, 2004.
- [20] **Fung, V.** « Bit error simulation for $\pi/4$ -DQPSK mobile radio Communications using two-ray and measurement-based impulse response models ». *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. 11, no. 3, pp 393-405, April 1993.
- [21] **D.Naar, M.Bouziani** « A new MIMO system using Modified Hermite Pulses Compared to MIMO-OFDM system» (Member in Laboratory: Télécommunications and Digital Signal Processing Djillali Liabes University of Sidi Bel Abbes .Algeria), (Member in TDSP DLU Sidi Bel Abbes .Algeria) 2013.