



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Amar Thelidji- Laghouat

FACULTE: DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MASTER

Réalisé par : sahli khadija

Mebarki nassiba

DOMAINE : Science et Technologie

FILIERE : Télécommunication

OPTION : système de télécommunication

Thème

*Modélisation d'un système de communication multi-utilisateur
basée sur la technique Ultra Large Bande*

Jury de soutenance :

Nom et Prénom	Grade	Qualité
Dr. OUARDAS Asma	MCB	Encadrant
Birane mouhoub	MCA	Président
Reguigue mourad	MCB	Examinateur

Promotion : 2021/2022



REMERCIEMENT

Nous tenons tout d'abords à remercier DIEU tout puissant pour la force et la patience qu'il nous accorde.

Nos sincères remerciements s'adressent en premier lieu à Mme. OUARDAS Asma qui a dirigé avec attention ce mémoire et qui nous a fait bénéficier de ses remarques pertinentes et ses connaissances scientifiques. Ses observations apportées au manuscrit ont contribué à le rendre plus concis et explicite...Nous la remercions infiniment.

Nous exprimons toute notre gratitude envers les membres de jury d'avoir accepté d'être les rapporteurs de notre travail et pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire.

Un grand merci à tous nos maîtres au sein du département d'électronique de l'université Amar Thelidji et à tous nos amis de la promotion 2022.

Enfin, nous remercions toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin au bon déroulement de ce modeste travail.



DEDICACES

A ma très chère mère

Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurai point te remercier comme il se doit. Ton affection me couvre, ta bienveillance me guide et ta présence à mes côtés a toujours été ma source de force pour affronter les différents obstacles.

A mon très cher père

Tu as toujours été à mes côtés pour me soutenir et m'encourager. Que ce travail traduit ma gratitude et mon affection.

A mon frère Anes et ma belle sœur Sirine

Puisse Dieu vous donne santé, bonheur, courage et surtout réussite.

sahli khadija

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail :

A ma chère mère;

En vous, je vois la maman parfaite, toujours prête à se sacrifier pour le bonheur de ses enfants. Merci de m'avoir toujours soutenu et encouragé durant ces années d'études.

Merci pour tout Maman.

A mon regretté père;

ton amour et ta sollicitude à mon égard me marqueront à jamais. Je dédie cette graduation à ton âme, que Dieu te fasse miséricorde.

A Mon frère « Taha » et mes jolies sœurs « JAWHAR » et « HIBA ». Ce travail est un témoignage de mon attachement et de mon amour. Que Dieu vous protège.

A mon chère binôme « Khadîdja »

A ma famille, mes proches et à ceux qui me donnent de l'amour et de la vivacité.

A tous mes amis qui m'ont toujours encouragé, et à qui je souhaite plus de succès ; A tous ceux que j'aime

Nassíba mebarKI

Résumé

L'intérêt que suscite la technologie UWB n'a cessé de croître ces dernières années. Les spécificités de cette technologie lui confèrent, entre autres, le potentiel d'offrir de très hauts débits pour des applications de communication sans fil à courte portée.

L'objectif principal de notre travail est l'étude du système de transmission IR-UWB à accès multiple par répartition de code à Saut Temporel TH-UWB en présence d'interférence multi-utilisateurs (MUI) qui peuvent être créés à cause de la perte d'orthogonalité entre les différents codes TH des utilisateurs. L'étude de ces interférences est réalisée en considérant plusieurs scénarios des deux systèmes TH-PPM-UWB et TH-PAM-UWB et différentes hypothèses telle que l'approximation gaussienne standard (SGA), la méthode de Monte-Carlo et l'approche de Packet collision (PC). Les résultats ont montré que le traitement des MUI basé sur le modèle SGA est plus performant que le modèle PC en termes du BER et que le système TH-PAM-UWB présente toujours des meilleures performances.

Mots Clés : ULB, MUI, PC, TH-PPM-UWB,SGA

Abstract

Interest in UWB technology has grown steadily in recent years. The specificities of this technology give it the potential to offer very high speeds for short-range wireless communication applications. The main objective of our work is the study of the TH-UWB time-hopping code division multiple access IR-UWB transmission system in the presence of multi-user interference (MUI) that can be created due to the loss of orthogonality between the different TH codes of users. The study of these interferences is carried out by considering several scenarios of the two systems TH-PPM-UWB and TH-PAM-UWB and different hypotheses such as the standard Gaussian approximation (SGA), the Monte-Carlo method and the Packet Collision (PC) approach. The results showed that the MUI processing based on the SGA model is more efficient than the PC model in terms of BER and that the TH-PAM-UWB system still presents better performance.

Keywords: UWB, MUI, PC, TH-PPM-UWB,SGA

ملخص

نما الاهتمام بتكنولوجيا UWB بشكل كبير في السنوات الأخيرة. تمنح خصائص هذه التقنية إمكانية تقديم سرعات عالية جدًا لتطبيقات الاتصالات اللاسلكية قصيرة المدى. الهدف الرئيسي من عملنا هو دراسة نظام الإرسال IR-UWB بتقسيم رمز التنقل عبر الوقت TH-UWB في وجود تداخل متعدد المستخدمين (MUI) الذي يتكون بسبب فقدان التعامد بين مختلف أكواد TH للمستخدمين. يتم إجراء دراسة هذه التداخلات من خلال النظر في عدة سيناريوهات للنظامين TH-PPM-UWB و TH-PAM-UWB وفرضيات مختلفة مثل التقريب Gaussian القياسي (SGA) وطريقة مونت كارلو وتصادم الحزم (pc). أظهرت النتائج أن معالجة MUI المستندة إلى نموذج SGA أكثر كفاءة من نموذج pc من حيث BER وأن نظام TH-PAM-UWB لا يزال يقدم أداءً أفضل

كلمات مفتاحية : UWB, MUI, PC, TH-UWB,SGA

TABLE DES MATIERES

Résumé.....	VI
Table de matière.....	VI
Liste de figures.....	VI
Listes de tableau.....	VI
Glossaire.....	VI
Introduction générale.....	1
<i>Chapitre I : la technologie Ultra Large Bande</i>	
I.1. Introduction.....	5
I.2. Evolution historique	5
I.3. Définition de l’UWB	6
I.4. La régulation du spectre radio UWB.....	7
I.5. Principales caractéristiques de l’UWB.....	9
I.6. Les standards 802.15.....	12
I.7. Applications de l’UWB	14
I.7.1. Les systèmes de communication	14
I.7.2. Les systemes imagerie.....	15
I.7.3. Systèmes radar embarque.....	16
I.8. Conclusion.....	17
<i>Chapitre II : Les systèmes de communication UWB</i>	
II.1 Introduction.....	19
II.2 Les signaux IR-UWB	19
II.2.1 La fonction sinus cardinale	20
II.2.2 L’impulsion gaussienne et ses dérivées.....	20
II.2.2.1 L’impulsion gaussienne.....	21
II.2.2.2. Le monocycle gaussienne.....	21

II.2.2.3. Le doublet gaussien.....	22
II.2.3 Les polynômes orthogonaux.....	22
II.2.3.1 Les polynômes d’Hermite.....	24
II.3.1 Modulation.....	24
II.3.1 Modulation impulsion en position (PPM).....	24
II.3.2 Modulation impulsion d amplitude (PAM).....	25
II.3.3 Modulation impulsion tout ou rien (OOK).....	25
II.3.4 Modulation impulsion de phase (BPSK).....	26
II.4 Technique d’accès multiple	26
II.4.1 Accès multiple par répartition de codes de saut temporel Techniques de construction de la séquence TH	27
II.4.2.1 Séquences de Hadamard	30
II.4.2.2 Congruence lainière	31
II.5 Séquences Pseudo-aléatoires (PN).....	32
II.5 Les phénomènes de base en propagation	32
II.6 Le canal de propagation.....	33
II.6.1 Modelé IEEE 802.15.3a.....	34
II.7 Les récepteurs UWB	39
II.7.1 Récepteur cohérent.....	40
II.7.2 Récepteur RAKE.....	40
II.7.2.1 Combinaison a ratio maximal (RAKE –MRC).....	41
II.8 Conclusion.....	41

***Chapitre III : Analyse des Performance des systèmes TH –UWB
multi-utilisateurs***

III.1 Introduction.....	47
III.2 Modèle du système TH-PPM-UWB.....	47
III.3 Modèle du système TH-PAM-UWB.....	49
III.3.1. Analyses analytique du BER dans le système TH-PPM.....	54
III.4 Interférence Multiutilisateur.....	57
III.5 MUI basée sur l’approximation SGA.....	58
III.5.1 MUI basée sur l’approximation SGA dans le cas d’un système TH-PPM- UWB.....	58
III.5.2. MUI basée sur l’approximation SGA dans le cas d’un système TH-PAM- UWB.....	63
III.5.3. Résultat de la méthode semi analytique	65
III.6 L’étude des MUI basée sur la méthode de Monte-Carlo.....	70
III.7 L’étude des MUI basée sur la méthode de Packet collision.....	77
III.8 Conclusion.....	81
Conclusion générale	82
Référence.....	83

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Classification des signaux selon leurs spectres	7
Figure I.2	Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF	8
Figure I.3	Masques d'émission indoor et out door des signaux UWB définis par la FCC.....	8
Figure I.4	Les standards 802.15	12
Figure I.5	Les principaux standards WLAN \ WPAN débit et portée maximale	14
Figure I.6	Exemple d'utilisation de radar UWB destiné à la détection de collision	16
Figure II.1	forme d'onde et spectre sinus cardinal	20
Figure II.2	L'impulsion gaussienne et ses dérivées.....	21
Figure II.3	représentation temporelle des quatre premiers ordres du polynôme Hermite.....	23
Figure II.4.	Représentation fréquentielle des quatre premiers ordres du polynôme Hermite	23
Figure II.5	Modulation par position d'impulsion (PPM)	24
Figure II.6	Modulation par amplitude d'impulsion (PAM).	25
Figure II.7	Modulation Tout ou RIEN (ook).....	26
Figure II.8	Modulation de Phase (BPSK)	26
Figure II.9	DSP de l'impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybyshev en ajustant les paramètres N et W.....	27
Figure II.10	Structure du signal TH- UWB	28
Figure II.11	Présentation d'un signal modulé en TH-PPM. $N_f = 3, N_c=6$	29
Figure II.12	Présentation d'un signal modulé en TH-PAM. $N_f = 3, N_c= 6$	29
Figure II.13	Exemple d'une transmission entre une base et un mobile embarqué.....	33

Figure II.14	Allure de la puissance moyenne du gain de de la réponse impulsionnelle	35
Figure II.15	Réalisation de la réponse impulsionnelle du canal pour différentes version du modèle IEEE 802.15.3.....	38
Figure II.16	Récepteur cohérent	40
Figure II.17	Récepteur RAKE	42
Figure II.18	La performance du TEB	44
Figure III.1	Système de communication TH-PPM-UWB	48
Figure III.2	Signal transmis par l'émetteur TH-PPM-UWB.....	49
Figure III.3	Récepteur optimal pour TH-PPM dans un canal AWGN.....	50
Figure III.4	Récepteur optimal pour TH-PPM basé sur un seul corrélateur	51
Figure III.5	La probabilité d'erreur binaire pour le cas TH-PPM	52
Figure III.6	Système de communication TH- PAM.....	53
Figure III.7	Transmission d'un signal TH-PAM.....	54
Figure III.8	Récepteur optimal pour TH -PAM basé sur un seul corrélateur.....	55
Figure III.9	La probabilité d'erreur binaire pour le cas du TH-PAM.....	56
Figure III.10	Comparaison entre TH-PPM et TH-PAM.....	56
Figure III.11	Allure de la probabilité d'erreur.....	57
Figure III.12	Modèles de la communication coopérative : (a) Relais classique, (b) Multi- relais, (c) Relais multi-accès.....	66
Figure III.13	Performances du Système TH-PPM-UWB et TH-PAM-UWB en fonction du nombre utilisateurs.....	67
Figure III.14	Performances du Système TH-PAM-UWB en fonction du débit binaire	67
Figure III.15	Performance du Système TH-PPM en fonction des formes d'ondes avec un nombres utilisateurs $NU = 5$	68
Figure III.16	Performance du Système TH-PAM-UWB en fonction des formes d'ondes avec un nombres utilisateurs $NU = 5$	69
Figure III.17	comparaison des Systèmes TH-PAM et TH-PPM en fonction des formes d'ondes (monocycle gaussien et Hermite) avec un nombre $NU = 5$	70
Figure III.18	Schéma du système complet.	71
Figure III.19	Schéma du l'émetteur.....	72
Figure III.20	Schéma du canal.....	72
Figure III.21	Schéma du récepteur.....	74
Figure III.22	Comparaison entre la probabilité d'erreurs analytique et simulée pour	

	un nombre d'utilisateur égale à 5 et un débit vaut 20Mbps.....	74
Figure III.23	Comparaison entre la probabilité d'erreurs analytique et simulée pour un nombre d'utilisateur égale à 10 et un débit vaut 20Mbps	75
Figure III.24	Comparaison entre la probabilité d'erreurs analytique et simulée pour un nombre d'utilisateur égale à 5 et un débit vaut 20Mbps	75
Figure III.25	Comparaison entre la probabilité d'erreurs analytique et simulée pour un nombre d'utilisateur égale à 10 et un débit vaut 40Mbps.....	76
Figure III.26	Performance de model PC Pour différentes valeurs de T_p	78
Figure III.27	Performance système UWB basé sur le model pc pour des Différentes valeurs de N_p (nombre l'impulsion par bit)	79
Figure III.28	Comparaison entre le système UWB basé sur le model PC et le model PC et le système TH-UWB basé sur le SGA.....	80

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1 Les codes (TH) basés sur la séquence LC pour différents utilisateurs.....31

Tableau II.2 Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a.....36

Tableau III.1 Paramètres de la simulation.....73

GLOSSAIRE

A

AMRF Accès Multiple à Répartition en fréquences

AMRT Accès Multiple à Répartition en Temps

AMRC Accès Multiple par Répartition de Code

AWGN Additif White Gaussian Noise

ARake All-Rake

B

BER Bit Error Rate

BPSK Binary Phase Shift Keying

BPAM Binary Pulse Amplitude Modulation

C

CDMA Code Division Multiple Access

CSI Channel State Information

D

DS-UWB Direct-Sequence Ultra-Wide-band

DS-CDMA **D**irect **S**equence Code division multiple access

E

EIRP Equivalent Isotropic -Radiates Power

EGC Equal Gain Combining

F

FCC Federal Communications Commission

FDMA Frequency Division Multiple Access.

G

GPR Grounds Penetration Radars

GPS Global positioning system

H

HDTV High-definition television

I

IR Impulse Radio

ISM Industriel, Science, and Medicine

IR-UWB Impulse Radio UWB

M

MRC Maximum Ratio combination

ML Maximum Likelihood

MUI Multi-User Interference

O

OFDM Orthogonal Frequency division Multiplexing

OOK On-Off Keying

P

PPM Pulse Position Modulation

PAM Pulse Amplitude Modulation

PRAKE Partial RAKE

PN Séquences Pseudo-aléatoires

PC Packet collision

Q

QAM Quadrature amplitude modulation

QPSK Quadrature phase shift keying

R

RADAR Radio Detection And Ranging

RAKE-MRC Rake-Maximum Ratio combination

S

SRAKE Selective RAKE

SNR Signal Noise Ratio

SIR Signal Interference Ratio

SGA Standard Gaussian Approximation

T

TH Time-Hopping

TDMA Time Division Multiple Access

THC Time Hopping Codes

U

UWB Ultra Wide-Band

UNII Unlicensed National Information Infrastructure

W

WLAN Wireless Local Area Networks

INTRODUCTION GENERALE

I. INTRODUCTION GENERALE

Depuis que les réseaux de transmission de données ont été étudiés et déployés, on n'a eu de cesse d'augmenter le débit afin de fournir à l'utilisateur final un meilleur confort ou des possibilités d'applications plus variées et/ou plus complexes. C'est pourquoi l'Ultra Large Bande (UWB – Ultra Wide Band) a attiré l'attention en tant qu'une technologie de couche physique idéale pour les réseaux personnels sans fil à haute et basse fréquence [1].

La technique ultra large bande (UWB) consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz, en émettant des impulsions de courte durée de l'ordre de nanoseconde, offrant ainsi la possibilité de transmettre de l'information à de hauts débits et à faible coût. Cette technologie fut d'abord utilisée pour des applications radars, puis transposée aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle. Les caractéristiques propres à la technologie UWB, comme son large support spectral et son fort pouvoir de résolution temporelle, permettent en effet de proposer des systèmes de communication à très haut débit, jusqu'à plusieurs centaines de Mbit/s. Dès 2002, l'autorité de régulation américaine «Federal Communications Commission» (FCC) a autorisé l'émission de signaux UWB dans la bande [3.1 GHz ~ 10.6 GHz], encourageant les efforts de recherche dans ce domaine.

Cependant, il existe deux formes de la technologie UWB bien connues : la première est fondée sur l'émission d'impulsions de très courte durée. Il s'agit de l'approche mono-bande ou en anglais IR-UWB (Impulse Radio-UWB)[3]. La deuxième approche est basée sur l'utilisation simultanée de plusieurs porteuses (MC-UWB pour Multi-Carrier UWB). Il s'agit de l'approche multi bandes, où la bande de fréquences allouée par la FCC est subdivisée en plusieurs sous-bandes.

Dans ce mémoire, nous nous sommes principalement concentrés sur la transmission IR-UWB à accès multiple par répartition de code à Saut Temporel (TH-UWB pour Time-Hopping-UWB), cette technique repose sur la transmission des impulsions très brèves (à l'ordre de nanoseconde) à des instants bien définis par une séquence pseudo-aléatoire. Alors l'accès multiple est réalisé en attribuant différents codes aux différents utilisateurs.

Or, parfois la propriété d'orthogonalité entre les différents codes n'est pas bien respectée provoquant ainsi des collisions entre les impulsions. Ceci donne naissance aux interférences entre utilisateur (Multi-User Interference (MUI)).

A cet effet, l'objectif principal de notre travail est l'étude du système de transmission

TH-UWB en présence d'interférence multi-utilisateurs (MUI) en considérant plusieurs scénarios et différentes hypothèses. Afin d'analyser ces problèmes, notre mémoire a été articulé autour de trois principaux chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation de la technologie ULB, nous commençons par l'évolution historique de la technologie UWB, sa définition, ainsi que la régulation de son spectre radio. Ensuite, les principales caractéristiques qui ont suscité un intérêt croissant porté à la technologie UWB sont abordées, ainsi que ses différents standards et ses applications potentiels.

Le deuxième chapitre définit de quoi peut-il un système UWB se composer. En commençant par l'émetteur, les signaux UWB radio-impulsionnel (IR-UWB) et les formes d'onde qui les composent sont présentés, ainsi que les différentes modulations et les techniques d'accès utilisées dans ce système. Ensuite, le canal de propagation radio 802.15.3a dont nous nous intéressons est développé. Enfin, les récepteurs cohérents sont abordés, plus exactement, la réception en diversité, soit le récepteur RAKE.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de l'interférence multi-utilisateur présente dans les systèmes UWB à saut temporel TH-UWB modulé en position (Pulse Position Modulation (PPM)) ou en amplitude (Pulse Amplitude Modulation (PAM)) et l'évaluation des performances de ces systèmes, utilisons l'approximation gaussienne standard (Standard Gaussian Approximation (SGA)) pour trouver la variance de l'interférence multi-utilisateur en sortie du récepteur. Les performances sont analysées en tenant compte des formes d'ondes élaborées au chapitre II. Une autre partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de l'interférence Multi-Utilisateur basée sur le modèle Packet collision (PC). Ces performances sont analysées par la méthode semi-analytique pour différents paramètres tel que ; nombre d'utilisateurs, le débit de transmission, les formes d'ondes et pour plusieurs scénarios considérés. En outre, pour évaluer la validité du modèle SGA, nous effectuons une autre simulation basée sur la méthode de Monte-Carlo pour le système TH-UWB qui adopte une modulation PAM. Finalement, une comparaison entre les deux modèles d'approximation SGA et PC a été effectuée, afin de conclure les performances conclure les performances et donner les perspectives.

Chapitre I — — — — —

La technologie ultra large bande

I.1 Introduction

L'arrivée sur le marché grand public des premiers équipements très haut débit utilisant les signaux à bande ultra large (UWB) est annoncée outre-Atlantique depuis le milieu de l'année 2006. Cette technologie UWB, apparue dans le monde des communications sans fil à la fin des années 80, connaît actuellement un essor spectaculaire, tant au sein du monde académique, que chez les industriels. En effet, les défis technologiques à relever associés au puissant potentiel applicatif lui ouvrent un avenir très prometteur.

En parallèle d'un aspect très haut débit, les caractéristiques intrinsèques des signaux UWB telles que la faible puissance émise ou l'aptitude naturelle à la localisation ouvrent une voie innovante en direction des systèmes de communication contraints à une très faible consommation électrique.

Les objectifs de ce chapitre introductif sont de rappeler, dans un premier temps, l'évolution historique de la technologie UWB, sa définition, ainsi que la régulation de son spectre radio. Ensuite, les principales caractéristiques qui ont suscité un intérêt croissant porté à la technologie UWB sont abordées, ainsi que ses différents standards et ses applications potentiels.

I.2 Evolution historique

L'étude de l'électromagnétisme dans le domaine temporel débuta il y a une quarantaine d'années. Les premières recherches se sont concentrées sur les applications radar en raison de la nature large bande des signaux, qui impliquent un fort pouvoir de résolution temporelle. Une étude complète des premières recherches réalisées dans ce domaine a été présentée par Bennett et Ross [15], tandis que Taylor [16] présente les fondements de la technologie UWB appliquée au radar. De régulières avancées de la recherche ont été réalisées depuis le milieu des années 60, comme en atteste l'étude historique de Barrette [17]. Cependant, l'utilisation des signaux UWB dans le domaine de la communication radio n'a pas été concrètement envisagée avant la fin du siècle. [1]

En 1990, le département de la défense du gouvernement des États-Unis a publié les résultats de son évaluation de la technologie UWB, qui s'est concentrée exclusivement sur les systèmes radar, étant donné qu'aucune application de l'UWB aux systèmes de communication

n'était alors envisagée [18]. Plus récemment, la recherche s'est concentrée sur les signaux UWB pour la communication radio [19], [20], mettant à profit les principales caractéristiques de cette technique : une résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde due à la largeur de la bande de fréquences, un faible rapport cyclique permettant des modulations de type « saut temporel » et la gestion des usagers multiples, et une transmission possible sans porteuse, ce qui simplifie l'architecture des systèmes radio [21].

Dès 1998, la FCC lance une première étude sur l'Ultra Large Bande.

En février 2002, un premier rapport de régulation est publié, permettant en particulier la transmission de signaux sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz pour les communications sans fil [1] avec de fortes contraintes sur la densité spectrale de puissance [22].

I.3 Définition de l'UWB

D'après la FCC, l'UWB est toute technologie radio utilisant une bande passante B dépassant 20% de la fréquence centrale f ou une bande de fréquence d'au moins 500MHz [6]. Par contre, les systèmes dont les bandes sont étroites (NB), leur spectre ne dépasse pas 1% de la fréquence centrale, et entre les deux, nous trouvons les systèmes dont le spectre est large bande (WB) qui est entre 1% jusqu'à 20% de la fréquence centrale [6]. Par ailleurs, nous présentons dans la figure (I.1) les bandes NB, WB et UWB. Ceci dit, les bandes NB, WB et UWB sont alors classés en utilisant les Expressions suivantes :

$$BP = \frac{f_H - f_L}{f_c} \quad (I.1)$$

$$f_c = (f_H + f_L)/2$$

$$BP = 2 (f_H - f_L / f_H + f_L)$$

Où BP est la bande passante fractionnelle. f_L & f_H sont respectivement les fréquences de coupure inférieure et supérieure calculées à -10 dB.

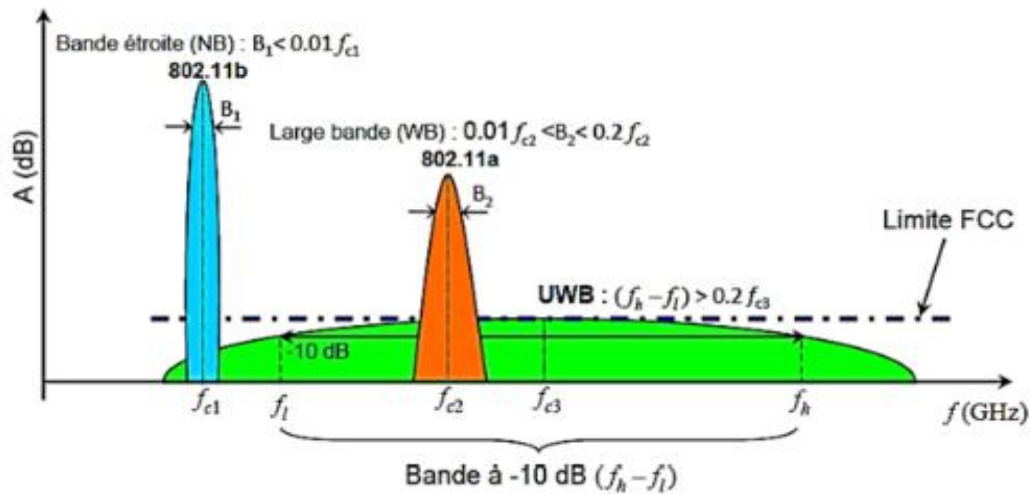


Figure I.1 Classification des signaux selon leurs spectres.

Dans le but de protéger les systèmes radio conventionnels travaillant dans la même bande que les systèmes UWB, la FCC a imposé des limitations sur la puissance d'émission à ne pas dépasser par ces derniers. La limite imposée est spécifiée en EIRP (Equivalent Iso tropicale -Radiâtes Power) doit être respecté les contraintes de la réglementation.

I.4 La régulation du spectre radio UWB

Pionniers de la recherche dans le domaine, les États-Unis ont été les premiers à adopter une normalisation sur l'UWB. Afin de limiter les effets des signaux UWB sur les autres systèmes radio existants sur les bandes inférieures, la FCC a lancé ses travaux sur l'U

En mai 2000, une première proposition de régulation est publiée « Notice of proposed rule making » qui aboutit à la définition de la réglementation américaine des systèmes UWB en février 2002 via un premier rapport et ordonnance sur la technologie UWB [1]. Les règles définies dans cette loi sont très prudentes, permettant d'émettre des signaux principalement sur la bande [3.1 GHz-10.6 GHz]. Cette partie du spectre permet d'utiliser une largeur de bande jusqu'à 7,5 GHz, en évitant les systèmes sensibles de téléphonie et le GPS, comme représenté dans la figure (I.2).

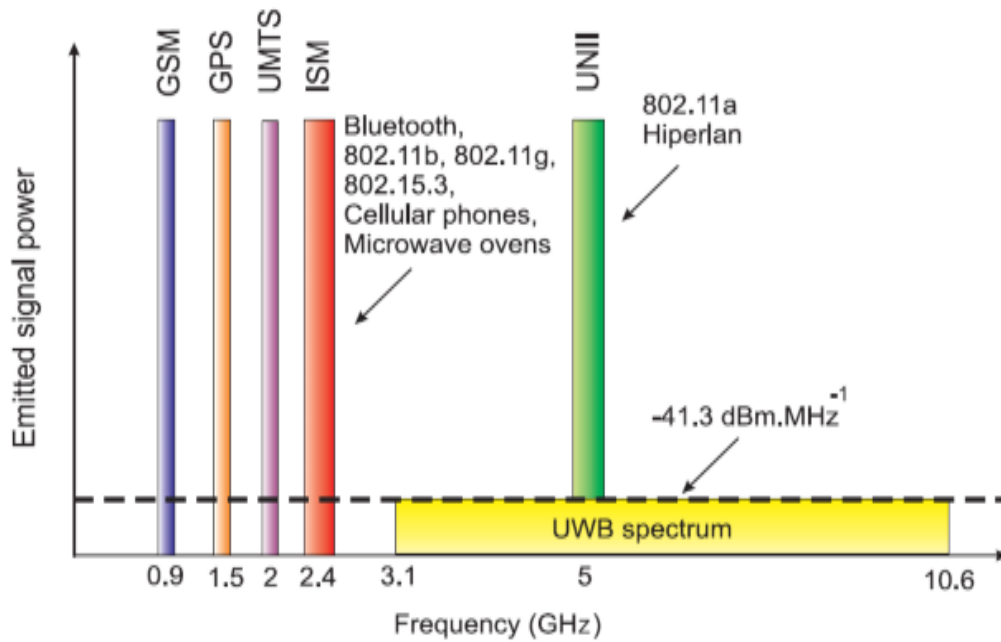


Figure I.2. Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF

Toujours dans le souci de protéger ces services, la FCC a imposé une limite de densité spectrale de puissance très basse qui ne dépasse pas $-41,3 \text{ dBm/MHz}$ et qui est située sous le niveau d'émission non-intentionnelle. La figure (I.3) représente les gabarits de puissance.

Equivalent Iso-tropicale radiâtes Power : EIRP) définis par cette réglementation lorsque les équipements sont censés fonctionner en intérieur (Indoor) ou en extérieur (Outdoor).

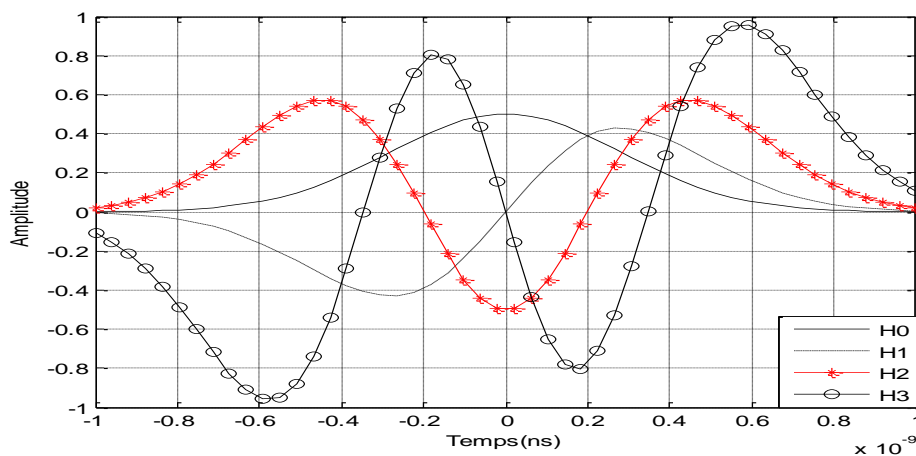


Figure I.3 Masques d'émission indoor et outdoor des signaux UWB définis par la FCC.

I.5 Principales caractéristiques de l'UWB

Dans un contexte de demande croissante de systèmes de communications à très haut débit, les technologies radio présentant une large bande permettent de proposer des débits adéquats. Parmi les caractéristiques qui ont suscité un intérêt croissant porté à la technologie UWB [3]:

- **Grande capacité du canal**

La capacité du canal C est donc une indication du débit maximal qu'il est théoriquement possible d'obtenir sur un canal donné [4]. Elle peut être calculée par le théorème de Shannon :

$$C = B_w \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (I.2)$$

Où :

C : Capacité maximale du canal (bit/s).

B_w : La largeur de bande du canal (Hz).

S : La puissance du signal (Watt).

N : La puissance du bruit (Watt).

S/N : Le rapport signal sur bruit (sans unité).

On remarque une augmentation linéaire entre la capacité maximale du canal et la largeur de bande du signal, cela seulement de façon logarithmique avec le rapport signal sur bruit [5].

- **Une excellente résolution temporelle :**

Du fait d'une très grande largeur de bande des signaux UWB, ils disposent d'un très fort pouvoir de résolution temporelle, de l'ordre de la nanoseconde. L'intérêt de cette propriété peut être exploité pour la localisation, avec une précision de quelques cm qui peut être obtenue sur la position d'un objet.

- **Une forte robustesse face aux évanouissements :**

Cette propriété est issue des trajets multiples qui constituent le canal de propagation, et qui peuvent être additionnés de façon constructive. Cela confère au système UWB une bonne

robustesse face aux évanouissements associés aux trajets multiples, et généralement rencontrés dans les systèmes à bande étroite.

- **Une faible densité spectrale de puissance :**

La FCC a limité la densité spectrale de puissance des signaux UWB à -41.3 dBm/MHz, dans l'optique de favoriser la coexistence de l'UWB avec d'autres technologies radio à bande plus étroite. Bien qu'elle améliore la discrétion des communications radio, cette faible puissance d'émission réduit la portée des signaux UWB.

- **Réduction de la sensibilité au brouillage**

Le faible niveau de leur puissance d'émission réduit la nuisance des systèmes UWB sur les autres systèmes. Néanmoins, le brouillage occasionné par les systèmes à bande étroite sur les signaux UWB peut être atténué du fait de la grande largeur de bande.

- **Une relative simplicité des systèmes**

Contrairement aux architectures classiques qui nécessitent des oscillateurs et des transpositions en fréquence pour transmettre le signal, les systèmes UWB impulsionnels peuvent transmettre sur le canal radio des signaux impulsionnels générés en bande de base. Au niveau de l'implémentation, cela favorise des architectures UWB moins complexes que les systèmes radio conventionnels.

Il devient en effet possible de mettre en œuvre des émetteurs-récepteurs radios impulsionnel (IR-UWB) qui sont dépourvus de synthétiseur à boucle de verrouillage de phase, de VCO ou encore de mélangeur. Cette simplification favorise de fait la réalisation de systèmes avec des coûts de fabrication réduits tels que les détecteurs d'énergie ou d'enveloppe.

- **De bonnes propriétés de pénétration des obstacles dans la bande basse**

Des applications telles que la vision au travers des murs, la poursuite d'objet ou la localisation peuvent bénéficier d'une excellente résolution. Les signaux UWB ont une bonne capacité de pénétration, comme le suggère la théorie électromagnétique aux fréquences basses contenues dans le spectre très large de l'UWB (Equation (I.3), pénétration des ondes dans les conducteurs

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \varepsilon \mu}} \quad (\text{I.3})$$

Où :

δ : La pénétration.

μ : La perméabilité du milieu.

ε : La conductivité du milieu.

ω : La pulsation de travail qui est égale à $2\pi f$ où f représente la fréquence du signal.

I.6 Les standards 802.15

A la fin des années 1990, les applications multimédias se développaient au point de nécessiter la mise au point de systèmes permettant une réduction du nombre de câbles reliant les dispositifs et d'accroître leur mobilité. En 1999, le groupe de travail IEEE 802.15.3 (voir Figure I.4) proposait de mettre en place un standard de communication radio haut débit.

Ce standard prévoit l'utilisation sans licence de la bande ISM à 2.4 GHz pour la mise au point d'une couche physique fournissant les débits de 11, 22, 33, 44 et 55 Mbit/s à une distance comprise entre 10 et 70 mètres. Parmi les applications visées, on peut citer la transmission de données entre appareils multimédias tels que le transfert de fichiers volumineux sur un appareil portatif ou l'affichage du contenu d'une caméra vidéo sur un écran. Ces applications requièrent un important débit de transmission mais imposent aussi généralement des contraintes de qualité de services et parfois de sécurité. Les appareils concernés sont le plus souvent de petites tailles et fonctionnent sur batteries. Le système de transmission radio doit donc être à la fois peu encombrant et peu gourmand en énergie. Destinés à un très large public, ces appareils doivent également être simplement et rapidement configurable et fonctionner dans un contexte de réseau ad-hoc, le tout à faible coût.

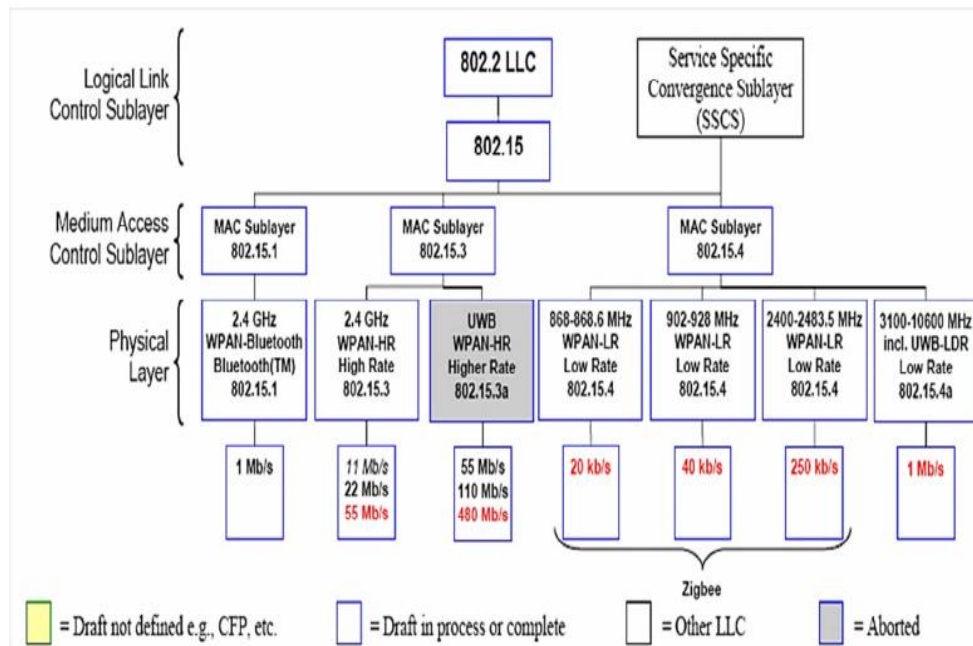


Figure I.4 Les standards 802.15 [5].

La couche physique de ce standard n'est pas encore définie qu'apparaissent de nouveaux besoins. La télévision haute définition (HDTV) est destinée à prendre de plus en plus d'importance dans un avenir proche. Mais la transmission simultanée de plusieurs flux HDTV requiert des débits excédents 110 Mbit/s ; ce que le standard IEEE 802.15.3 n'est pas en mesure d'offrir. C'est pourquoi le groupe de travail IEEE 802.15.3a est créé afin d'étudier une couche physique alternative basée sur la technologie UWB et permettant d'accéder à des débits atteignant 480 Mbit/s pour des portées inférieures à 10 mètres. Mis à part ces débits plus élevés, ce nouveau standard reprend les contraintes formulées par le groupe IEEE 802.15.3.

Les premières propositions au standard IEEE 802.15.3a apparaissent en mars 2003. Elles sont toutes basées sur des traitements cohérents en réception. A l'issu d'un long processus de sélection, deux solutions coexistent sans qu'aucune d'elles ne puisse être adoptée pour le standard. D'un côté, la solution impulsionnelle DS-SS propose des hauts débits en augmentant la fréquence d'émission des impulsions. De l'autre côté, l'approche multi-bandes évite les interférences inter-symboles en adoptant une période de répétition, sur chaque sous bande, supérieure à la durée d'étalement du canal. La solution multi-bandes impulsionnelle exploite la division en sous-bandes par l'utilisation d'un saut de fréquence.

Cette solution séquentielle est rapidement délaissée au profit de la solution OFDM qui privilégie l'émission simultanée de signaux sur des fréquences parallèles aux dépens de l'exploitation de la bande disponible [5].

Un troisième standard IEEE 802.15.4a a été proposé en août 2004, avec des exigences moins sévères permettant des transmissions ne dépassant pas les 2 Mbit/s. C'est le standard de communications UWB bas débit. Il garantit des transmissions radio plus fiables que celles permises par la norme IEEE 802.15.4 (fondement de Zig Bée), en augmentant la portée (allant jusqu'à 300 mètres), offre une gamme de débits plus larges (de 50 kbit/s à 1 Mbit/s), supporte des nœuds mobiles et satisfait les applications aux contraintes de coût et de consommation plus sévères. Par ailleurs, la technologie IEEE 802.15.4a est adaptée à une géolocalisation fine, de l'ordre de quelques dizaines de centimètres [5].

I.7 Applications UWB

Les signaux UWB présentent un intérêt pour plusieurs types d'applications, que ce soit pour leurs propriétés de pénétration dans les matériaux, leur aptitude à la localisation, ou encore pour la grande capacité du canal. Les applications potentielles de la technologie radio UWB concernent donc deux loges techniques : les systèmes très haut débit courte portée utilisant la norme IEEE 802.15.3a (typiquement 200 Mbit/s jusqu'à 10 m), et les systèmes bas débit longue portée en utilisant la norme IEEE 802.15.4a (typiquement 200 kbit/s à 100 m).

Ces deux modes d'utilisation du spectre radio UWB permettent un certain nombre d'applications typiques pour les systèmes UWB comprenant des applications commerciales et militaires sur la base d'une communication à haut débit de données, d'applications à courte portée, d'un radar de télédétection, d'un radar véhiculaire et de dispositifs multimédias. En effet, Les applications des systèmes UWB sont principalement les systèmes d'imagerie radar.

1.7.1 Les systèmes de communication

Depuis quelques années, la demande croissante d'applications numériques sans fil ne cesse d'augmenter dans le monde des télécommunications, soit dans le milieu industriel ou au sein du grand public. L'information devrait être disponible, quel que soit le moment ou le lieu. Cette demande croissante pour une connectivité sans fil se traduit par le développement de nombreux standards pour les systèmes de communication sans fil courte portée. On peut

citer Bluetooth, la famille des standards Wifi (IEEE 802.11 a, b et g), Zig bée (IEEE 802.15.4) et la norme récente 802.15.3. Notons que la plupart de ces technologies pour réseaux locaux (WLAN -Wireless Local Area Networks-) et personnels (WPAN - Wireless Personnel Area Networks-) utilisent des fréquences libres dans les bandes ISM (Industriel, Science, and Médecine) et UNII (Un licence National Information Infrastructure), avec des largeurs de bandes maximales de l'ordre de la dizaine de MHz [6]. Cependant, L'UWB permet des débits très élevés avec une très faible puissance émise et une portée limitée [8], ce qui conduit à des applications bien adaptées pour le standard WPAN à courte portée utilisant les normes IEEE 802.15.3a [10]. La Figure (I.5) présente le positionnement de l'UWB par rapport aux principaux standards de WLAN / WPAN en terme de débit et de portée maximale. On remarque que contrairement aux normes Wifi, l'UWB se place dans le créneau des réseaux courte portée WPAN. Son débit potentiel dépasse cependant les performances de toutes les normes WLAN et WPAN actuelles.

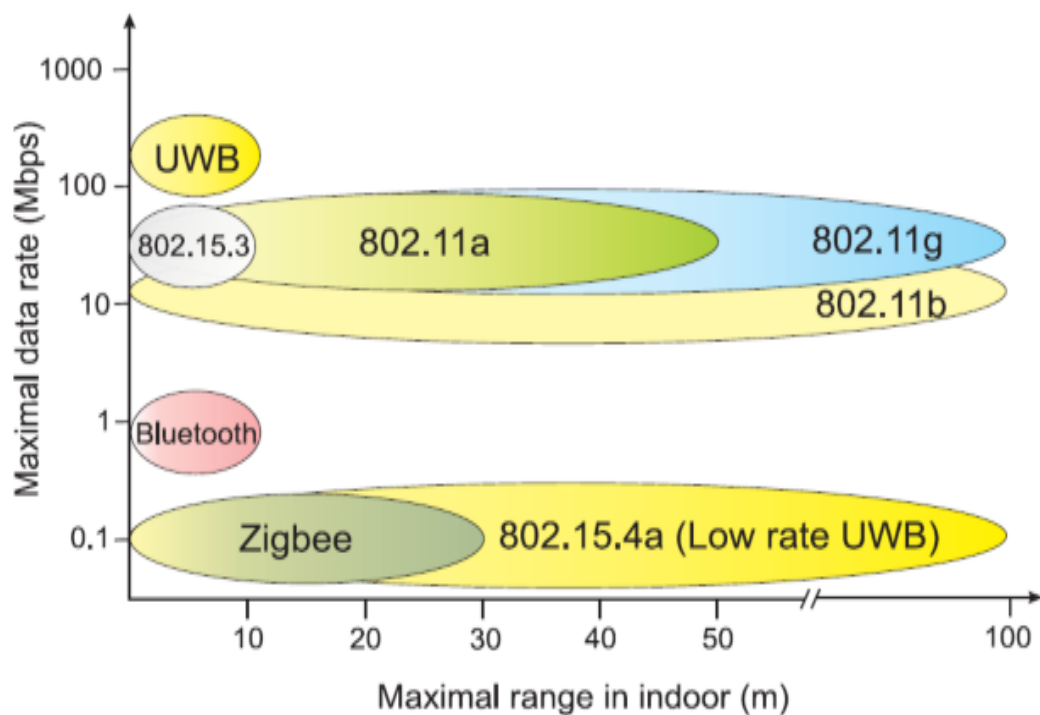


Figure I.5. Les principaux standards WLAN \ WPAN débit et portée maximale [6].

1.7.2 les systèmes d'imagerie

Les systèmes d'imagerie incluent les radars de pénétration du sol (GPR- Grounds Pénétration Radars) [11], les appareils d'imagerie de mur, les appareils de détection capables de traverser les murs, les systèmes de surveillance ainsi que les appareils médicaux [12,13]. De plus, l'UWB peut être utilisée pour déterminer la distance entre deux objets en utilisant la norme IEEE 802.15.4a [9] en raison de sa résolution temporelle précise. Il est aussi une excellente solution pour la localisation à l'intérieur avec plus de précision qu'un système GPS (Global positionné system) [7,8].

- **Radar pour l'analyse du sol**

Les appareils de pénétration du sol permettent de détecter les objets enterrés et pourraient permettre de localiser des caches souterraines. Cette utilisation serait utile pour la police, les équipes de secouristes, ainsi que les applications militaires qui utilisent les radars UWB pour détecter les emplacements ennemis et détecter les boucles des mines terrestres. Une autre utilisation de ces GPR serait de détecter les défauts de structure de ponts, de routes ou encore de chemins de fer par des entreprises de construction et de travaux publics.

- **Systèmes de surveillance et radar à travers les murs**

Les équipements de surveillance fonctionneraient comme des radars adaptés à la sécurité, comme les radars UWB établissant un champ RF stationnaire qui peuvent détecter l'intrusion des personnes et des objets et qui permettent de localiser leurs positions même à l'intérieur des espaces clos ou derrière les murs.

- **Systèmes d'imagerie médicale**

Les appareils médicaux seront susceptibles de détecter des objets dans le corps des patients, et pourraient être adaptés afin de détecter toute anomalie (tumeur cancéreuse, etc.).

- **Détecteurs et capteurs de niveau de liquide**

Par exemple, dans un réservoir de pétrole brut, le radar UWB peut mesurer les niveaux de pétrole, d'émulsion, et les couches d'eau en même temps.

1.7.3 Systèmes radar embarqués

Une autre application potentielle est les systèmes radar de véhicule. Les radars véhiculaires peuvent mesurer l'emplacement et le mouvement des objets autour d'un véhicule en émettant des impulsions UWB et en détectant les signaux réfléchis [7], ou ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule permettant plusieurs fonctions telles que la navigation automatique, les radars d'avertissement de collision (figure I.6), les systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables, les systèmes de suspension intelligents, etc.

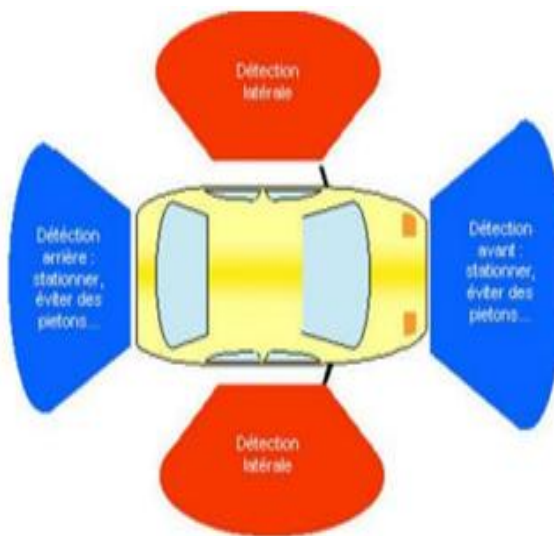


Figure I.6 Exemple d'utilisation de radar UWB destiné à la détection de collision

1.8 Conclusion

On a débuté ce chapitre par la présentation de la technologie UWB qui est l'une des récentes techniques d'accès radio, qui intéresse de plus en plus la communauté scientifique suite à la demande croissante en débit pour de nombreuses applications sans fil. Les principales caractéristiques de l'UWB justifient l'engouement de la communauté scientifique pour cette récente technique d'accès radio. Son très large support spectral lui permet en effet de proposer des débits élevés, jusqu'à plusieurs centaines de Mbit/s. Parmi ses autres avantages, on peut compter sa grande robustesse aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples et une transmission possible sans porteuse, ce qui simplifie l'architecture des systèmes radio. Afin de permettre la coexistence de l'UWB et des technologies radio à bande plus étroite, un cadre légal d'émission est actuellement mis au point, tant aux États-Unis qu'en Asie ou en Europe.

Chapitre II -----

Les systèmes de communication UWB



II.1 Introduction

Le développement d'un système de communication nécessite une parfaite connaissance de son milieu de transmission. Pour les systèmes radio, les architectures de l'émetteur et du récepteur doivent être dimensionnées en fonction des propriétés du canal de propagation. Ce dernier doit donc être caractérisé dans les environnements où le système sera déployé. Dans la pratique, on propose des modèles de canal, qui permettent la simulation du lien radio et la mise au point du système de communication.

Dans ce chapitre, nous présentons, en premier lieu, les différents blocs d'un émetteur, en commençant par présenter les signaux UWB radio-impulsionnel (IR-UWB) et les formes d'onde qui les composent, ainsi que les différentes modulations et les techniques d'accès utilisées dans ce système. Dans un deuxième temps, nous nous intéressons au canal de propagation radio 802.15.3a. Les différents phénomènes de propagation sont explicités, puis les paramètres permettant de décrire le canal radio sont définis. Enfin, les récepteurs cohérents sont développés, plus exactement, nous traitons la réception en diversité en définissant le récepteur utilisé dans les simulations, soit le récepteur RAKE.

II.2 Les signaux IR-UWB

L'UWB radio impulsionnel, (en anglais : Impulse Radio UWB 'IR-UWB') est basée sur la transmission et la réception d'impulsions ultra brèves. Les signaux IR-UWB sont des signaux en bande de base et donc le choix de la forme des impulsions qui les composent affecte directement leurs propriétés et donc leurs performances. De plus, les fortes recommandations de la FCC concernant les transmissions UWB et en particulier les masques d'émission, le type des impulsions constituant les signaux IR est un point très critique qui fait l'objet de nombreuses études.

Il existe différents modèles d'impulsions dont les plus simples se basent sur une impulsion sinusoïdale fenêtrée par un rectangle, mais aussi des modèles plus complexes comme ceux issus de la famille des impulsions gaussiennes (monocycle et ses dérivées) qui ont longtemps servi de référence pour les signaux UWB. D'autres formes impulsionnelles ont été proposées basées sur les polynômes orthogonaux : Parmi ces polynômes, on peut citer ceux d'Hermite, de Jacobi, Tchebychev, et Legendre.

II.2.1 La fonction sinus cardinal

La recherche de la meilleure exploitation de la bande passante définie par un gabarit conduirait à utiliser une forme d'onde en sinus cardinal (Figure II.1) ou comme une combinaison linéaire de sinus cardinaux, c'est-à-dire exprimée par l'équation II.1

$$f(t) = \sum_{i=1}^n a_i \frac{\sin(2\pi f_i t)}{\pi f_i t} \quad (\text{II.1})$$

Les coefficients a_i seraient choisis de telle sorte que le carré du module de la transformée de Fourier de cette fonction $|F(t)|^2$ suivent les maxima imposés par le gabarit. En pratique, une impulsion en sinus cardinal (ou a fortiori la combinaison linéaire) est difficile à produire car possédant un étalement temporel important. D'autres modèles d'impulsions ont donc été proposés.

Il est cependant possible de satisfaire assez simplement le gabarit FCC par une combinaison linéaire de deux sinus cardinal avec un fenêtrage temporel, ici de largeur $2ns$ (Figure II.1). Le spectre obtenu est hélas très sensible aux valeurs des paramètres (gains et fréquences).

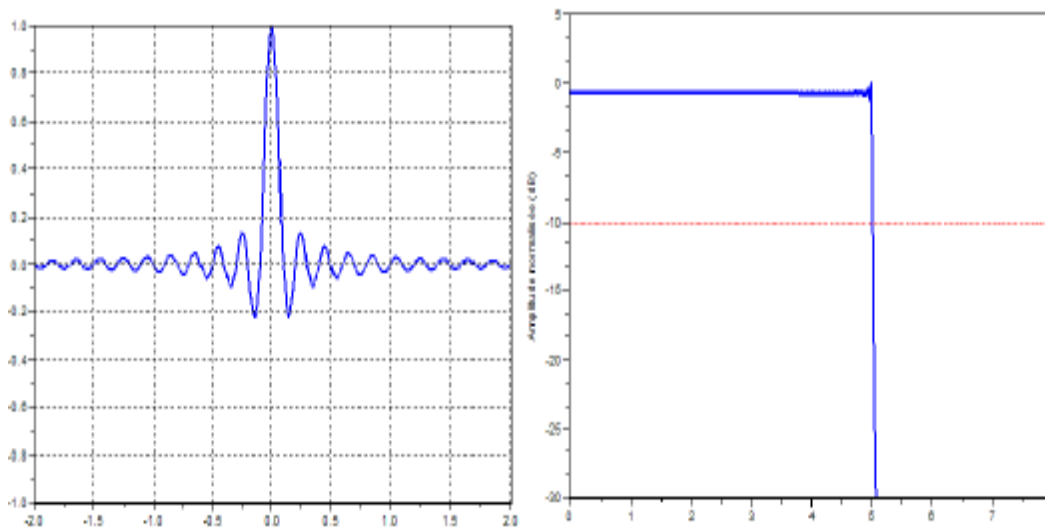


Figure II.1 : forme d'onde et spectre sinus cardinal

II.2.2 L'impulsion gaussienne et ses dérivées

Dans la plupart des systèmes UWB, trois types d'impulsions sont classiquement utilisés : L'impulsion gaussienne, le monocycle gaussien (dérivée première de la gaussienne) et le doublet gaussien (la dérivée seconde de la gaussienne) [23]. L'avantage des dérivées gaussiennes provient du fait qu'elles permettent de centrer la densité spectrale de puissance à l'intérieur du masque de fréquences autorisé. La figure II.2 montre la représentation

temporelle et fréquentielle de l'impulsion gaussienne et ses dérivées.

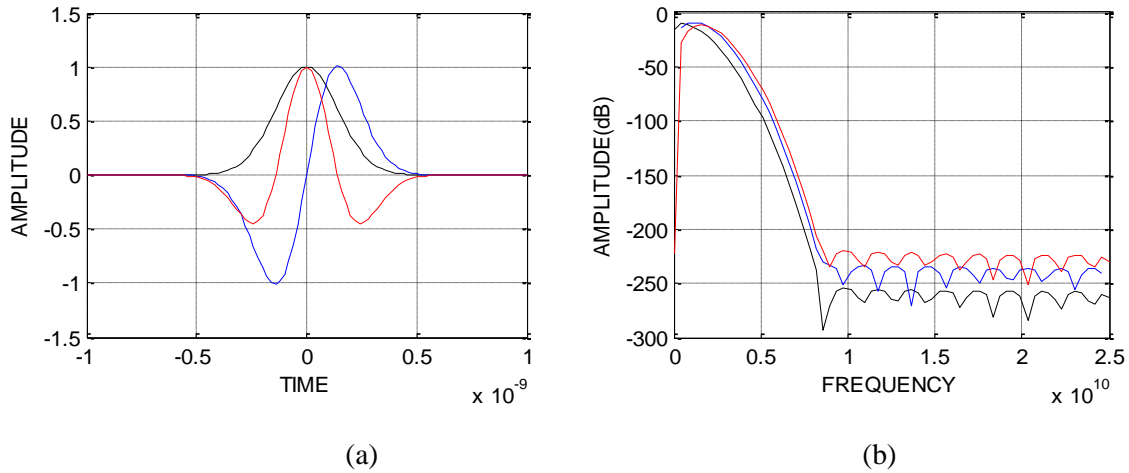


Figure II.2 L'impulsion gaussienne (—) et ses dérivées (première (—) et deuxième (—))

(a) représentation temporelle; (b) représentation spectrale.

II.2.2.1 L'impulsion gaussienne

L'impulsion gaussienne a la forme d'une distribution gaussienne. Elle constitue un modèle mathématique facilement manipulable et compatible avec les possibilités de filtrage réel, son expression dans le domaine temporel est donnée par l'équation (II.2).

$$p(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{II. 2})$$

Où A est l'amplitude du signal et σ^2 représente la variance et σ est la constante du temps permettant d'ajuster la largeur de l'impulsion. Dans le domaine fréquentiel, l'impulsion gaussienne a la forme suivante :

$$P(f) = A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (\text{II. 3})$$

Le défaut de l'impulsion gaussienne réside dans sa valeur moyenne non nulle, qui correspond dans le domaine fréquentiel à une composante continue importante. L'impulsion gaussienne ne peut donc généralement pas se propager sans déformation, et on lui préfère généralement ses dérivées.

II.2.2.2 Le monocycle gaussien

Le monocycle gaussien est la première dérivée de l'impulsion gaussienne, sa représentation temporelle est donné par :

$$p_1(t) = \frac{d}{dt} p(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} t \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{II. 4})$$

Dans le domaine fréquentiel, l'équation du spectre du monocycle gaussien est la suivante :

$$P_1(f) = 2i\pi f A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (\text{II.5})$$

II.2.2.3 Le doublet gaussien

Appelée aussi la dérivée seconde de l'impulsion gaussienne, son expression dans le domaine temporel est donnée par l'équation suivante :

$$p_2(t) = \frac{d^2}{dt^2} p(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \left(\frac{t^2}{\sigma^2} - 1\right) \quad (\text{II.6})$$

Dans le domaine fréquentiel, le doublet gaussien est défini comme :

$$P_2(f) = (2i\pi f)^2 A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (\text{II.7})$$

II.2.3 Les polynômes orthogonaux

Les polynômes orthogonaux sont généralement des solutions d'équations différentielles particulières définissant des systèmes physiques, les plus souvent utilisées pour effectuer le développement de fonctions sur la base qu'elles constituent. La notion de polynômes orthogonaux est apparue à travers l'étude de certains problèmes d'analyse fonctionnelle (équations intégrales, série de Fourier) et plus généralement, avec les problèmes liés limite dans les équations aux dérivées partielles (Laplace, Schrödinger). Parmi ces polynômes, on peut citer ceux d'Hermite, de Jacobi, Chebychev, et Legendre.

II.2.3.1 Les polynômes d'Hermite

Les polynômes d'Hermite apparaissent comme les fonctions d'onde d'un oscillateur harmonique. Les fonctions modifiées ont été proposées par [24]. Ces fonctions permettent de générer des impulsions orthogonales avec une largeur constante. Ces polynômes sont donnés par la relation suivante :

Les polynômes d'Hermite :

$$\begin{cases} h_{e0}(t) = 1 \\ h_{en} = (-1)^n e^{t^2/2} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2/2}) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Les polynômes d'Hermite modifiées : } \begin{cases} H_{e0}(t) = e^{t^2/4} h_{e0}(t) \\ H_{en} = (-1)^n e^{t^2/4} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2/2}) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

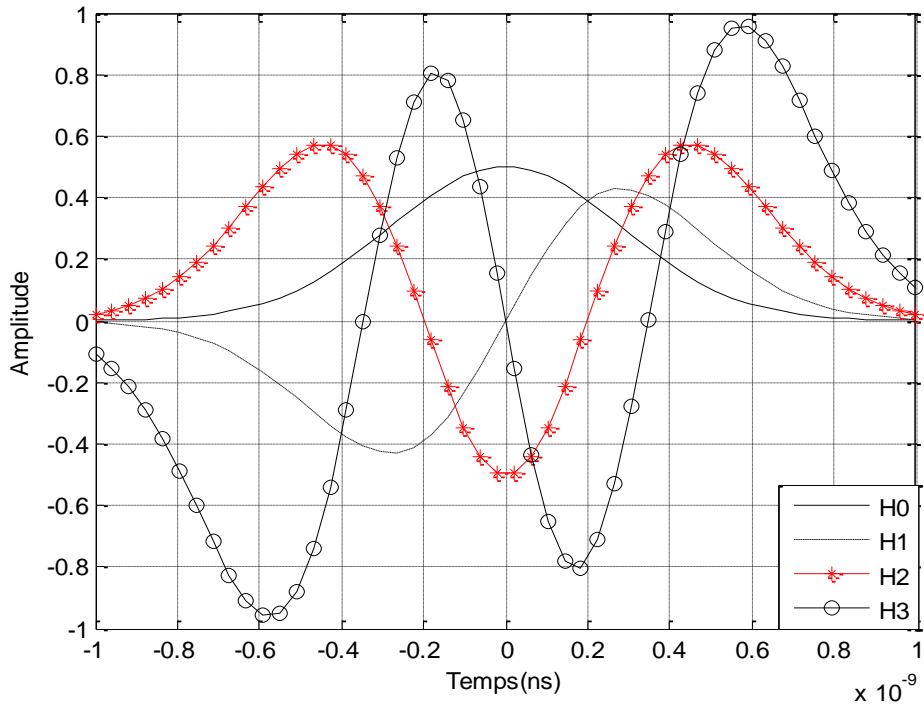


Figure II.3 : Représentation temporelle des quatre premiers ordres du polynôme Hermite modifié

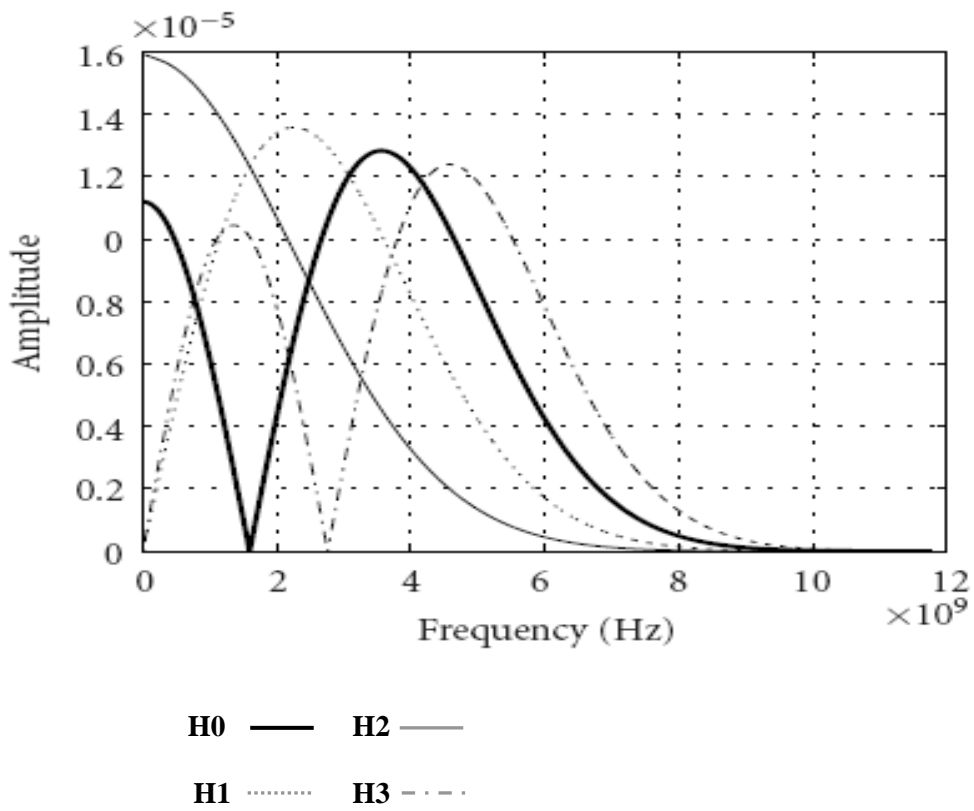


Figure II.4 Représentation Fréquentielle Des Quatre Premiers Ordres du Polynôme Hermite Modifié [24].

II.3 Modulation

Un des challenges majeur dans la conception d'un système UWB est la sélection du schéma de modulation. Le débit, la complexité, les performances, les caractéristiques des signaux transmis, la robustesse sont relatifs au type de modulation employée. Choisir la bonne modulation pour une application donnée est donc une problématique cruciale.

Dans la radio impulsionnelle, l'impulsion constitue le support de l'information, néanmoins la transmission impulsionnelle nécessite une opération de modulation de cette impulsion afin de l'attribuer une valeur binaire. Diverses modulations peuvent être utilisées pour coder l'information avant la transmission des impulsions. Les types de modulations les plus fréquemment utilisés sont les suivants :

II.3.1 Modulation de position « Pulse Position Modulation » (PPM)

La modulation d'impulsion PPM est une modulation dans laquelle l'information est codée par la position temporelle de l'impulsion. C'est un schéma de modulation couramment utilisé pour l'UWB, la Figure II.5 présente le principe de cette modulation. Son principe est d'émettre à des intervalles de temps variables des impulsions identiques de sorte que le temps d'avance ou de retard de chaque impulsion reste lié à l'information à transmettre, soit 0 ou 1. L'intervalle de modulation ε généralement est inférieur à la durée de l'impulsion, la forme typique du signal émis en radio impulsionnelle, utilisant une modulation PPM est donnée par l'expression suivante :

$$s(t) = \sum_{j=1}^{\infty} p(t - jT_f - \varepsilon b_j) \quad (\text{II.10})$$

b_j : représente le bit émis {0 ou 1}.

ε : le paramètre de décalage.

T_f : la période de répétition.

$p(t)$: représente la forme d'onde utilisée.

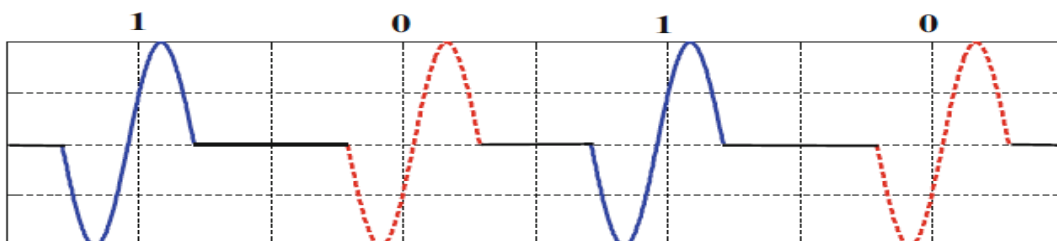


Figure II.5. Modulation par position d'impulsion (PPM)

II.3.2 Modulation d'amplitude « Pulse Amplitude Modulation » (PAM)

La modulation par amplitude d'impulsion (PAM) est la forme la plus simple de modulation d'impulsion. Cette technique consiste à faire varier l'amplitude des impulsions émises pour coder les différents états (voir la figure II.6). La modulation la plus simple est le cas binaire antipodal, appelé BPAM (Binary Pulse Amplitude Modulation). Elle fonctionne comme suit : lorsque la donnée est égale à 1, l'émetteur envoie l'impulsion originale, pour -1, l'inverse de l'impulsion est envoyée. La forme du signal émis, utilisant une modulation BPAM est donnée par

$$s(t) = b_j p(t - jT_f) \quad (\text{II.11})$$

b_j : représente un code binaire.

T_f : la période de répétition.

$p(t)$: représente la forme d'onde utilisée.

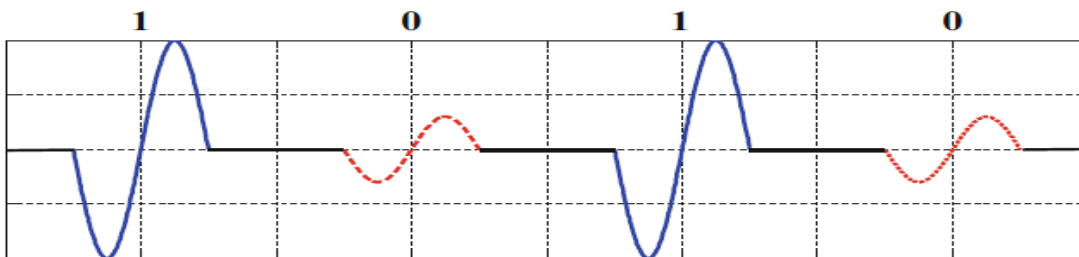


Figure II.6. Modulation par amplitude d'impulsion (PAM).

II.3.3 Modulation tout ou rien « On Off Keying » (OOK)

La modulation tout ou rien (OOK), cas particulier de la PAM, consiste à émettre, ou ne pas émettre, une impulsion en fonction de la valeur de la donnée (Figure II.7). Ce type de modulation conduit à des structures émetteur/récepteur simples mais souffre de quelques inconvénients comme le risque de perte de la synchronisation à la réception lorsque de longues suites de « 0 » sont émises où il s'avère impossible de différencier entre la présence du signal à l'état 0 ou l'absence du signal.

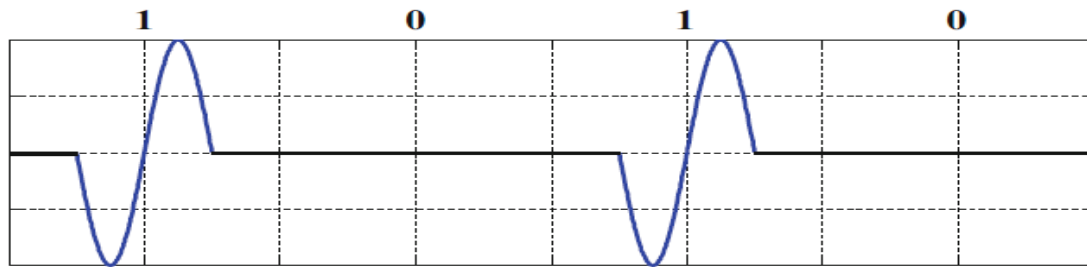


Figure II.7. Modulation Tout ou Rien (OOK).

II.3.4 Modulation de phase « Binary Phase Shift Keying » (BPSK)

La modulation de phase à deux états appelée (BPSK) ou modulation biphasee consiste à coder la valeur de la donnée dans la phase de l'impulsion (0 ou π) (figure II.8). La position de l'impulsion reste fixe et c'est uniquement sa phase qui varie ce qui permet de simplifier la synchronisation. On peut ainsi considérer cette modulation comme une particularité de la PAM dont les amplitudes sont antipodales.

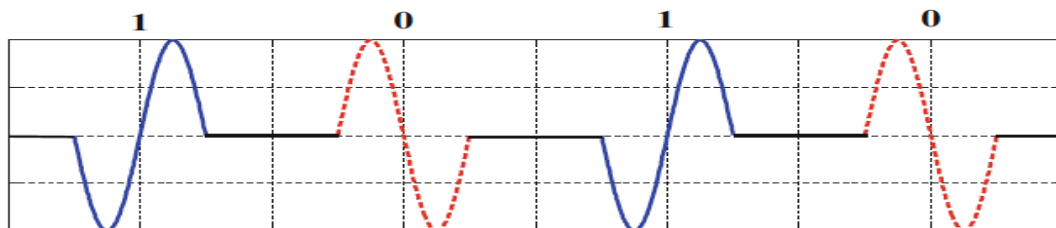


Figure II.8 Modulation de phase (BPSK)

II.4 Techniques d'accès multiples :

Les systèmes d'accès multiple les plus intuitifs sont ceux qui permettent à plusieurs utilisateurs ou plusieurs réseaux d'être présents dans un même environnement et peuvent simultanément solliciter le canal pour la transmission information.

- Sur des bandes de fréquence disjointes : Accès Multiple à Répartition en fréquences (AMRF) ou plus communément Frequency Division Multiple Access (FDMA).
- Pendant des laps de temps différents : Accès Multiple à Répartition en Temps (AMRT) ou plus communément Time Division Multiple Access (TDMA).
- Par l'utilisation des codes orthogonaux : Accès Multiple par Répartition de Code (AMRC) ou plus communément Code Division Multiple Access (CDMA).

Pour l'IR-UWB, deux mécanismes sont couramment évoqués, à savoir les systèmes de communication UWB à accès multiples par répartition de code à saut temporel (Time-Hopping (TH)) et par répartition de code à séquence directe (Direct Sequence (DS))

[25]. On s'intéresse dans notre travail à la méthode d'accès multiple (TH-UWB) et les techniques utilisées pour construire ce type de code.

II.4.1 Access Multiple À Sauté Temporal (Time Hopping: TH)

Cette technique formalisée en premier lieu par Scholtz, est à l'origine de nombreux travaux académiques [26] [27], cette méthode d'accès multiple est la première utilisée avec la radio impulsionnelle et l'une des plus couramment employées de nos jours. Son principe consiste à différencier les utilisateurs par les instants d'émission des impulsions à l'aide d'un code pseudo-aléatoire connu de l'émetteur et du récepteur.

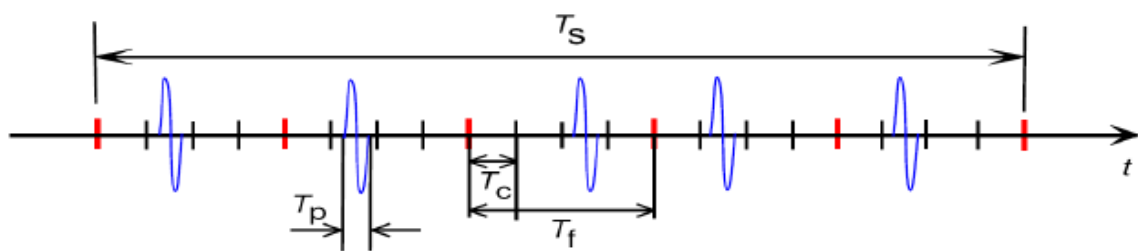


Figure II.9 : Représentation d'un signal TH-UWB

La structure du signal IR-UWB transportant un symbole d'information est assez particulière et contient intrinsèquement de la redondance figure II.9. En effet l'impulsion étant bien plus courte que la durée d'un symbole T_s , ce qui induit un étalement de spectre, il est alors possible durant l'intervalle de temps de durée T_s secondes de répéter plusieurs fois cette impulsion. Ceci permet de créer un schéma de séparation des utilisateurs basé sur la technique du saut temporel. Afin que la technique de saut temporel soit assez efficace, il convient de répéter le même symbole d'information à des instants différents et déterminés par un code propre à chaque utilisateur.

C'est pourquoi, le signal TH-UWB associé à un même symbole d'information (modulé en PPM ou en PAM) figure (II.10, II.11) est composé de N_f trames de durée T_f .

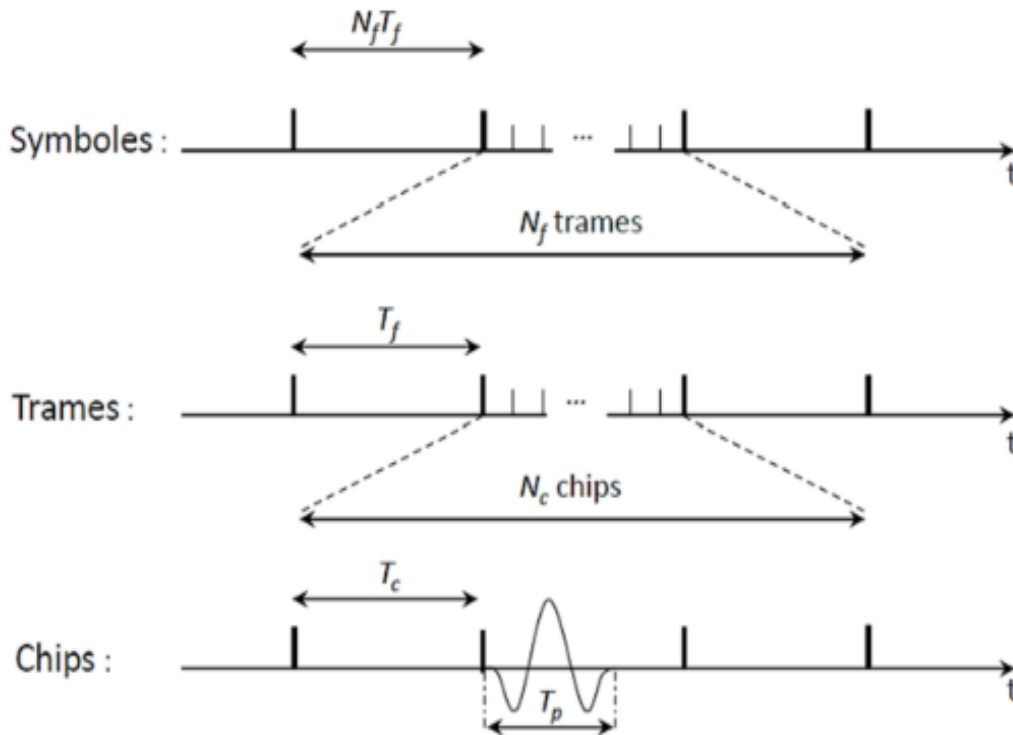


Figure II.10 : Structure du signal TH-UWB

Chaque trame comporte alors une seule impulsion associée à ce symbole d'information. Afin de déterminer la position de l'impulsion à l'intérieur de la trame, celle-ci est découpée en N_c chips de durée T_c . On peut noter que, la durée de l'impulsion T_p étant très courte, l'impulsion n'occupera pas totalement un chip ($T_p < T_c$). La position de l'impulsion dans la trame (ou de manière équivalente le numéro du chip) est déterminé par un code propre à chaque utilisateur. Ces codes sont choisis de manière à limiter les interférences entre les utilisateurs les différents utilisateurs.

Pour mieux illustrer cette technique de modulation, nous proposons dans la figure suivante un exemple de deux bits différents modulés en TH-UWB. Chacun des deux bits est subdivisé en trois trames de durée T_f puis celles-ci est découpées en six chips de durée T_c .

- Exemple :

Cas du TH-PPM-UWB $b_j = [0 \ 1]$, avec $\text{THC1} = \{2, 5, 1\}$, $\text{THC2} = \{3, 3, 0\}$.

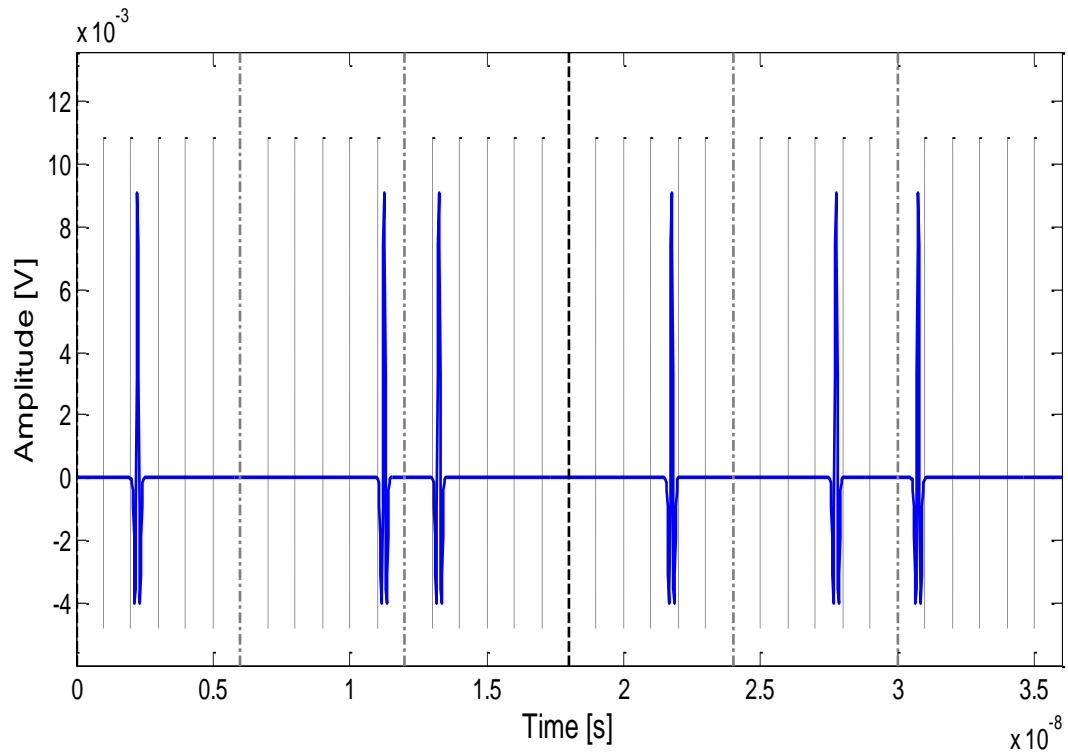


Figure II.11 Présentation d'un signal modulé en TH-PPM. $N_f = 3$, $N_c = 6$.

Cas du TH-PAM-UWB $b_j = [0 \ 1]$, avec $\text{THC1} = \{2, 4, 2\}$, $\text{THC2} = \{4, 4, 2\}$.

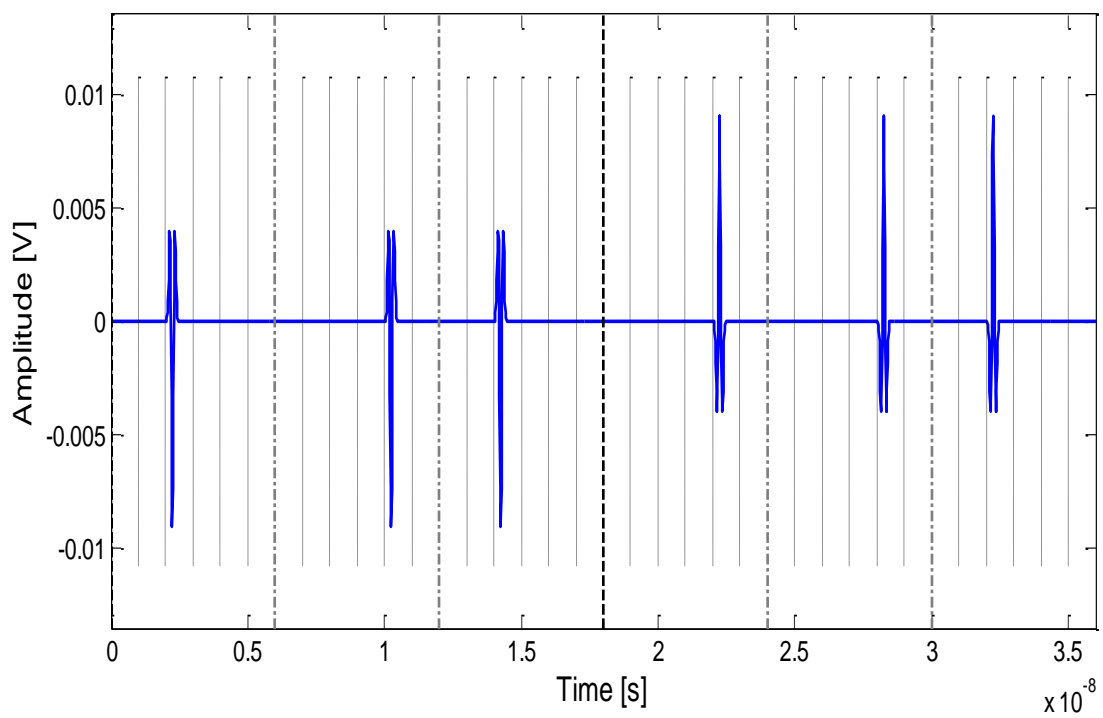


Figure II.12 Présentation d'un signal modulé en TH-PAM. $N_f = 3$, $N_c = 6$.

Les paramètres N_f et N_c sont choisis afin d'ajuster le débit de transmission. Les codes (TH) sont générés de façon aléatoire pour chaque bit.

II.4.2 Techniques de construction de la séquence TH

Un certain nombre de travaux ont abordé le problème du choix de « meilleur code TH » pour les systèmes TH-UWB. L'ensemble de ces travaux ont consisté à appliquer ou adapter des schémas déjà existants pour d'autres techniques d'accès multiples, particulièrement le saut de fréquence et plus récemment, les codes optiques, comme il est d'usage de faire dans la communauté du CDMA [28].

Les codes à sauts temporels (THC) peuvent être conçus par plusieurs procédures qui varient selon la construction des séquences de base adoptées. Il s'agit notamment de la dépendance à une répartition prédéfinie à des valeurs résultantes d'une équation reliant les différents paramètres des séquences. Dans l'accès multiple, le nombre d'utilisateurs est un facteur crucial dans la procédure de conception des codes. Parmi les codes à saut temporel, on peut :

II.4.2.1 Séquences de Hadamard

A l'aide de la matrice Hadamard [29], on peut générer des séquences utilisables pour le codage TH selon la procédure suivante :

$$H_{2n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & \overline{H_n} \end{bmatrix}, H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Où H_2 est la matrice initiale et $\overline{H_n}$ est la matrice complément du H_n .

- Exemple :

$$H_8 = \begin{bmatrix} 00 & 00 & 00 & 00 \\ 01 & 01 & 01 & 01 \\ 00 & 11 & 00 & 11 \\ 01 & 10 & 01 & 10 \\ 00 & 00 & 11 & 11 \\ 01 & 01 & 10 & 10 \\ 00 & 11 & 11 & 00 \\ 01 & 10 & 10 & 01 \end{bmatrix} \longrightarrow D_8 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 3 & 0 & 3 \\ 1 & 2 & 1 & 2 \\ 0 & 0 & 3 & 3 \\ 1 & 1 & 2 & 2 \\ 0 & 3 & 3 & 0 \\ 1 & 2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$$

Donc, les codes TH contenus dans la matrice D_8 sont générés par la conversion binaire-décimale de chaque 2 bits adjacents de la même ligne (rang) de la matrice Hadamard H_8 . Cette conversion résulte 8 séquences orthogonales et de valeurs différentes dans l'ensemble $\{0,1,2,3\}$. Ces valeurs indiquent la position des impulsions aux niveaux des trames.

En général, on peut générer 2^n séquences avec un code de taille N_f qui prend les valeurs $\{0,1, \dots, N_f - 1\}$ avec la condition suivante soit vérifier : $N_c = 2^k$, $k N_f \leq 2^n$ avec k est le nombre de bits associés

II.4.2.2 Congruence linéaire

Une autre famille de construction des codes TH, basée sur la séquence congruence linéaire (LC), est représentée par l'équation suivante [10]:

$$\tilde{c}_l^{(i)} = (i + l - 1) \text{mod}(N_c) \quad (\text{II. 13})$$

avec $1 \leq i \leq N_u$ et $0 \leq l \leq N_f - 1$ où N_u est le nombre d'utilisateurs.

Exemple :

Soit $N_f = 4$ et $N_c = 4$.

$$\tilde{c}_l^{(i)} = (i + l - 1) \text{mod}(4) = l \text{mod}(4), \text{ avec } l = \{0,1,2,3\}$$

Donc on obtient 4 codes mentionnés dans le tableau suivant :

Tableau II.1 Les codes (TH) basés sur la séquence LC pour différents utilisateurs.

Utilisateurs	$\tilde{c}_0^{(i)}$	$\tilde{c}_{01}^{(i)}$	$\tilde{c}_2^{(i)}$	$\tilde{c}_3^{(i)}$	$\tilde{c}_i^{(i)}$
i=1	0	1	2	3	[0 1 2 3]
i=2	1	2	3	0	[1 2 3 0]
i=3	2	3	0	1	[2 3 0 1]
i=4	3	0	1	2	[3 0 1 2]

Donc ce type de codage à décalage circulaire assure une orthogonalité entre les codes des différents utilisateurs ($N_u \leq N_c$).

II.4.2.3 Séquences Pseudo-aléatoires (PN)

Ces codes peuvent être générés de façon aléatoire pour chaque utilisateur :

$$1 \leq i \leq N_u \quad \text{et} \quad 0 \leq l \leq N_c - 1.$$

$\tilde{c}_l^{(i)}$ est un nombre entier aléatoire avec : $P(\tilde{c}_l^{(i)} = h) = 1/N_c$, où $0 \leq h \leq N_c - 1$.

$\tilde{c}_l^{(i)}$ et $\tilde{c}_{l'}^{(i')}$ sont indépendants pour $1 \leq i, i' \leq N_u$ et $0 \leq l, l' \leq N_c - 1$.

Ce type de code est le plus utilisable dans les simulations comme dans notre cas dans les simulations présentées dans le chapitre qui suit ; il suffit juste d'utiliser l'instruction :

« floor (rand (1, N_c)).* N_c » sous Matlab.

Il existe d'autres séquences pour construire les codes TH tels que : les séquences (Gold, Reed –Solomon, Chu.....etc). Donc la sélection de ces codes reste toujours un sujet de débat selon les critères et les situations à considérer.

II.5 Les phénomènes de base en propagation

Lors de son cheminement vers l'antenne de réception, l'onde émise rencontre un certain nombre d'obstacles. En fonction de la taille de ces obstacles par rapport à la longueur d'onde λ , de sa nature et de sa forme, différents phénomènes sont observés :

✚ Le phénomène de diffraction

Apparaît lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle imperméable aux ondes électromagnétiques présentant des dimensions faibles devant la longueur d'onde ou possédant des arêtes vives.

✚ Le phénomène de diffusion

Est observé lorsque l'onde rencontre une multitude d'obstacles par unité de volume de dimension du même ordre de grandeur ou plus petite que la longueur d'onde. L'onde incidente est alors diffractée par chacun de ces obstacles et l'onde résultante est la somme de toutes ces ondes.

✚ Les phénomènes de réflexion et réfraction

Interviennent lorsque l'onde interagit avec un obstacle dont les dimensions sont très grandes et les irrégularités très petites devant la longueur d'onde. Lorsque l'obstacle est parfaitement conducteur, toute l'énergie est réfléchi. Dans le cas contraire, une partie de

l'énergie pénètre dans l'objet selon le phénomène de réfraction.

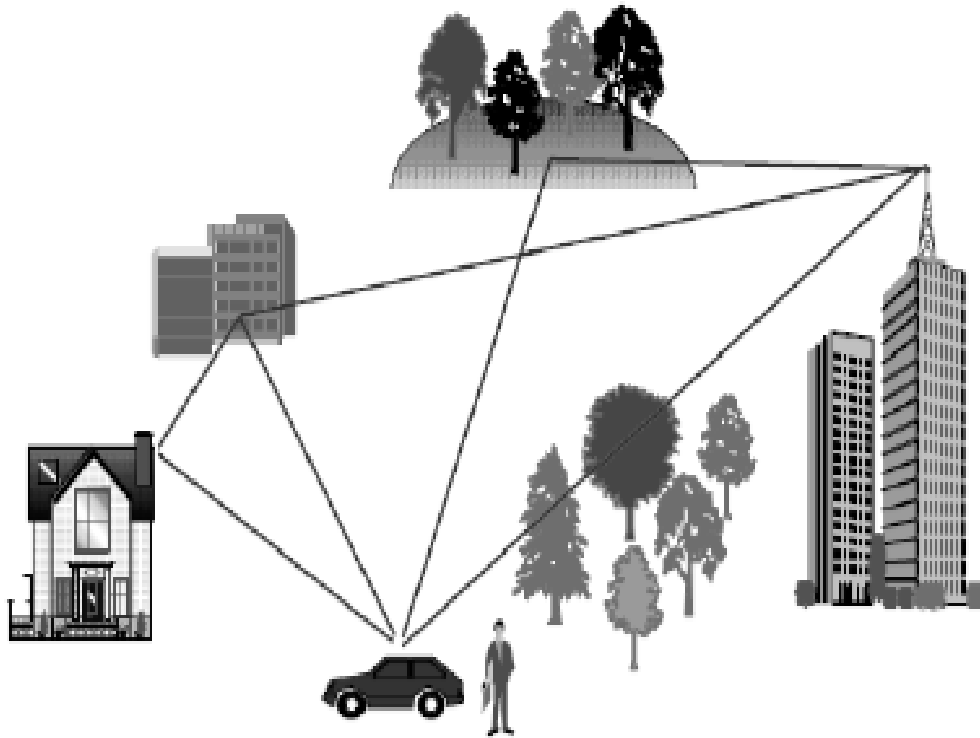


Figure II.13 Exemple d'une transmission entre une base et un mobile embarqué

II.6 Le canal de propagation

Dans un système de communication, le canal de propagation joue un rôle majeur car il est l'un des obstacles à la transmission fiable de l'information. Dans les systèmes de communication sans fil, le canal de propagation est principalement à trajets multiples. En effet en raison des réflexions sur les différents murs ou obstacles, le signal reçu est une somme de versions atténuées et décalées du signal original. Afin de choisir convenablement les paramètres des systèmes UWB et prédire leurs performances, il est toujours intéressant de connaître quelques caractéristiques essentielles d'un canal (temps de dispersion, densité des trajets multiples, atténuation des trajets, ...). Dans le cas de transmission des signaux à bande étroite, le canal est souvent modélisé comme un bruit blanc additif gaussien (AWGN). En réalité, le milieu de propagation est beaucoup plus complexe, particulièrement dans le cas des transmissions UWB.

Lors des travaux de normalisation des systèmes UWB, le groupe de travail IEEE802.15 a adopté deux modèles statistiques : le modèle IEEE 802.15.3a pour les applications courte portée et haut débit en intérieur, et le modèle IEEE 802.15.4a pour les applications à plus longue portée en intérieur et extérieur [30]. Pour les besoins d'une partie

des simulations, nous avons choisi d'utiliser le modèle IEEE 802.15.3a que nous présentons sommairement.

II.6.1 Le modèle statique IEEE UWB 802.15.3a

Ce modèle est, à quelques modifications mineures près, le même que celui introduit par Saleh & Valenzuela qui est basé sur le phénomène de « clusters » (groupe de rayons) obtenue par des mesures du canal UWB. Ils donnent, pour un environnement donné, une formule traduisant l'atténuation du champ en fonction de la distance émetteur-récepteur.

Ce modèle utilise le formalisme de Saleh et Valenzuela [31] [32] pour représenter la réponse impulsionnelle du canal. Les statistiques dans le modèle original de S-V (Saleh et Valenzuela) suivent une distribution de Rayleigh mais dans le cas des signaux UWB, les mesures ont prouvé que les amplitudes ne suivant pas une distribution de Rayleigh mais une distribution log normale. En général, la réponse impulsionnelle du canal UWB multi trajets est exprimée par l'équation suivante :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l} \delta(t - T - \tau_{k,l}) \quad (\text{II.14})$$

On note

L : Le nombre de clusters

K : Le nombre de rayons dans le cluster

T : l'instant d'arrivée du 1^{er} cluster

Où $\tau_{k,l}$ est le retarde du $k^{\text{ième}}$ rayons relatif au temps d'arrivée du $l^{\text{ième}}$ cluster. Le coefficient $\alpha_{k,l}$ représente les amplitudes des différents trajets. Les temps d'arrivée des clusters et des rayons dans chaque cluster sont modélisés par un processus de Poisson. La distribution du temps d'arrivée du rayon est donnée par l'équation suivant :

$$P\left(\frac{T_l}{T_{l-1}}\right) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})] \quad l > 0 \quad (\text{II.15})$$

De la même façon, le temps entre deux trajets suivent une loi exponentielle de paramètre λ (cadence d'arrivée de rayon) selon l'équation:

$$p(\tau_{k,l} / \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})] \quad k > 0 \quad (\text{II.16})$$

Les paramètres Λ et λ et sont appelés respectivement taux d'arrivée de clusters et de

rayons et les valeurs $\frac{1}{\Lambda}$ et $\frac{1}{\lambda}$ représentent les durées moyennes entre deux clusters ou deux rayons. Ces paramètres sont estimés à partir de la distribution des durées inter clusters et inter- rayons.

Les amplitudes des clusters et des rayons à l'intérieur de chaque cluster possèdent généralement une décroissance (voire la figure II.13). La puissance moyenne des trajets d'indice (k, l) s'exprime par l'équation :

$$\overline{\beta_{k,l}}^2 = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (\text{II.17})$$

Où Ω_0 est la puissance moyenne du premier cluster et Γ et γ sont les facteurs d'affaiblissement du cluster et des rayons respectivement. $20\log\beta_{k,l}$ suit une loi normale de moyenne $\mu_{k,l}$ et de variance $\sigma_1^2 + \sigma_2^2$ [33].

$$20\log\beta_{k,l} \sim N(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2). \quad (\text{II.18})$$

Avec

$$\mu_{k,l} = \frac{10\ln(\Omega_0) - 10T_l/\Gamma - 10\tau_{k,l}/\gamma}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)\ln(10)}{20} \quad (\text{II.19})$$

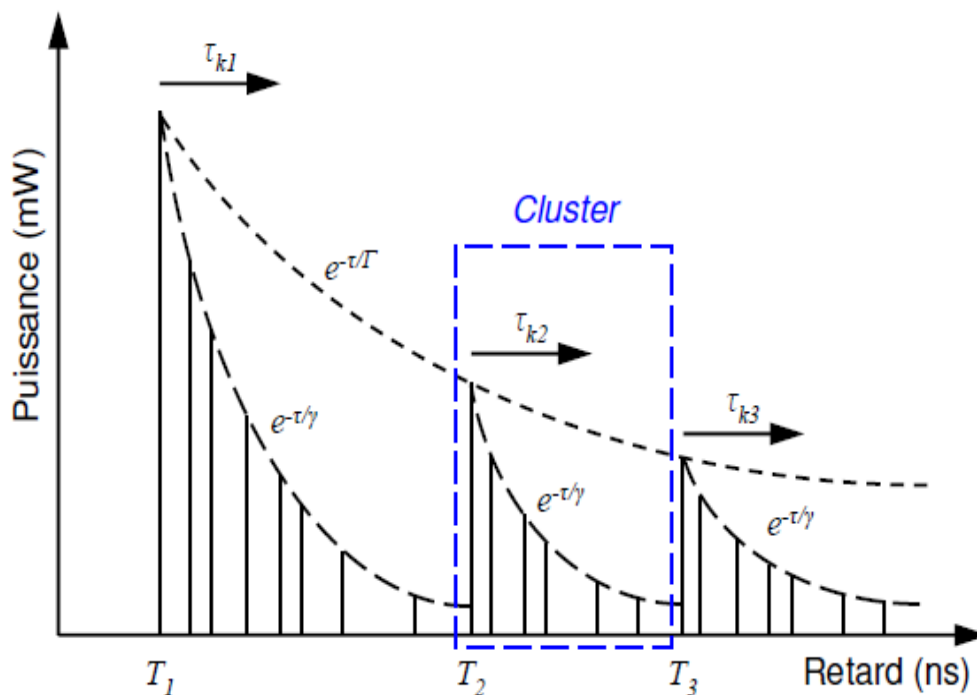


Figure II.14 allure de la puissance moyenne du gain de la réponse impulsionnelle [33].

Finalement, les différents paramètres qui caractérisent ce modèle de canal sont les suivants : Λ et λ : les paramètres des processus de Poisson pour l'arrivée des clusters et des trajets ; Γ et γ : les paramètres des croissances exponentielle de la moyenne des puissances des clusters et des trajets ;

σ_1 et σ_2 : Les paramètres du fading log-normal pour les clusters et les trajets.

Le retard moyen m est donné par l'équation suivante : $m = \sum \alpha_k^2 \tau_k^2 / \sum \alpha_k^2$ ou α_k^2 et la puissance associée au trajet k ayant le retard τ_k .

$$rms = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} : \text{Représente l'étalement du retard}$$

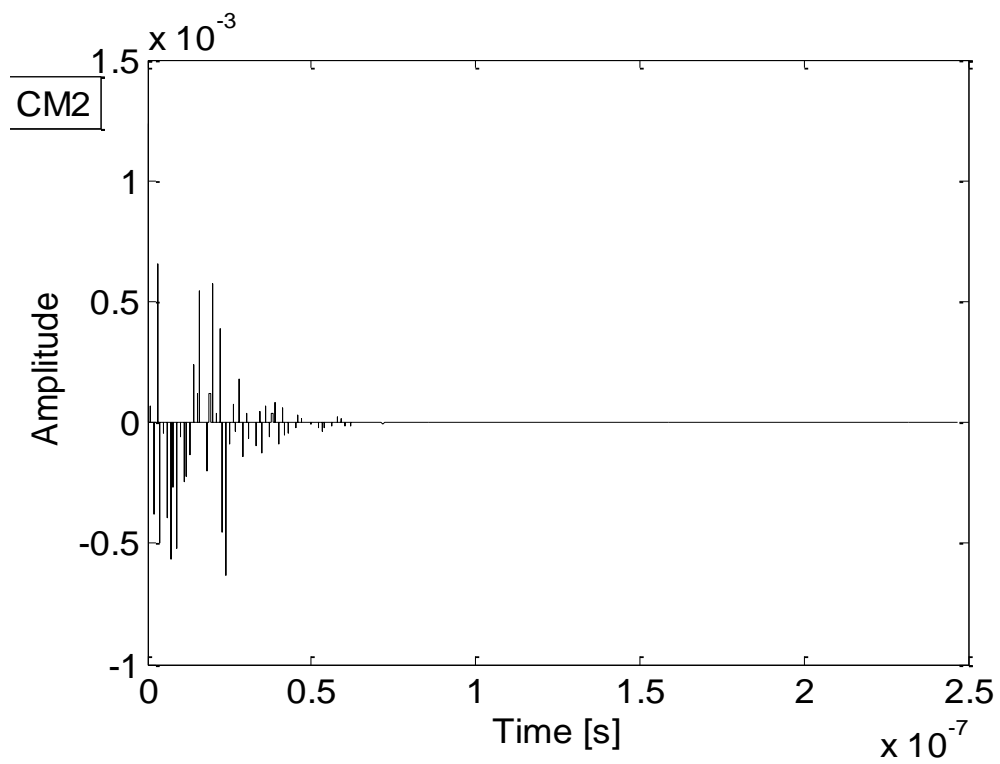
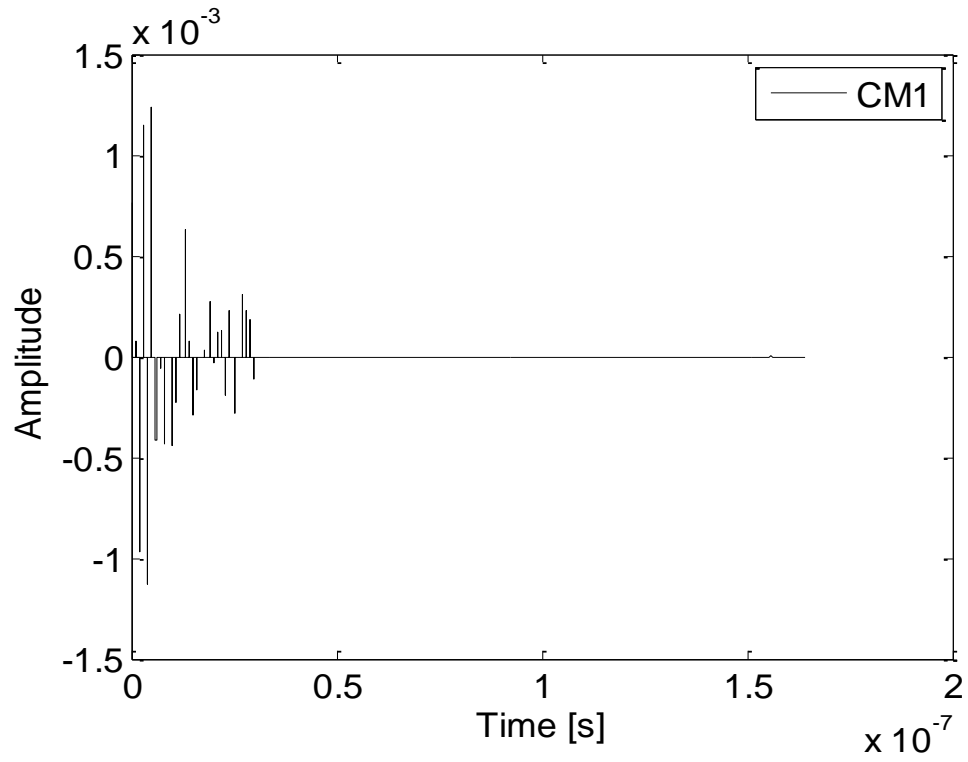
$$\text{où : } \bar{\tau}^2 = \sum \alpha_k^2 \tau_k^2 / \sum \alpha_k^2$$

- le modèle de canal CM 1 correspond à une distance de 0 à 4 m en situation LOS ;
- le modèle de canal CM 2 correspond à une distance de 0 à 4 m en situation NLOS ;
- le modèle de canal CM 3 correspond à une distance de 4 à 10 m en situation NLOS;
- le modèle de canal CM 4 correspond à une situation NLOS avec une importante dispersion des retards $rams = 25$ ns.

Les quatre ensembles de paramètres du modèle sont donnés dans le tableau (II.2)

Tableau II.2 Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a [31]

	CM1	CM2	CM3	CM4
$\Lambda(1/ns)$	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda(1/ns)$	2.5	0.5	2.1	2.1
$\Gamma(ns)$	7.1	5.5	14	24
$\gamma(ns)$	4.3	6.7	7.9	12
σ_1 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941



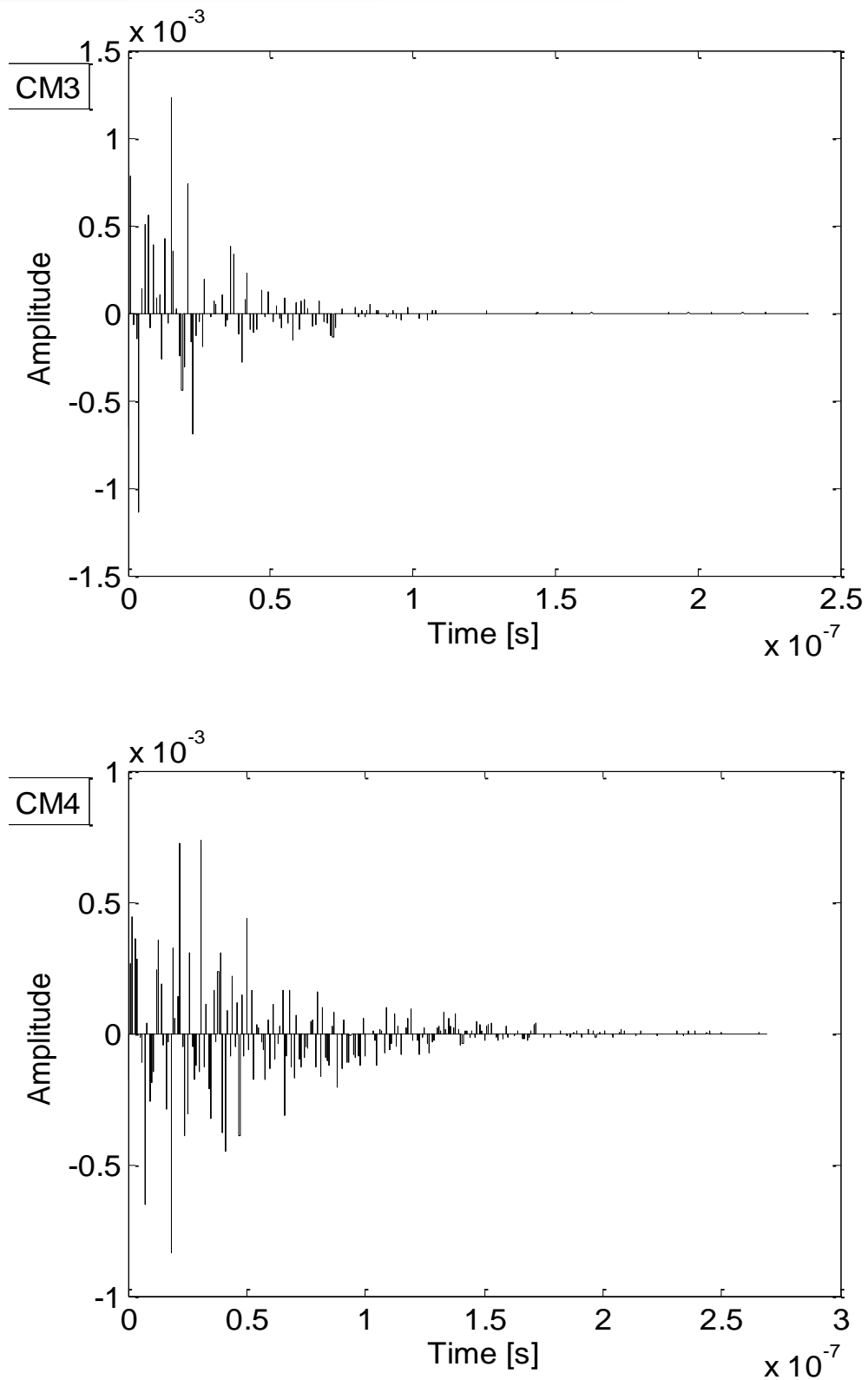


Figure II.15 : Réalisation de la réponse impulsionnelle du canal pour différentes versions du modèle IEEE 802.15.3a.

II.7 Les récepteurs UWB

Même s'il existe une grande variété d'architectures de réception en UWB, il est possible de classer ces architectures en deux grandes familles qui sont d'une part la famille des récepteurs cohérents et d'autre part celle des récepteurs non-cohérents [25].

Dans cette partie nous nous intéressons aux récepteurs cohérents, plus exactement, nous traitons la réception en diversité en définissant le récepteur utilisé dans les simulations, soit le récepteur RAKE.

Les études portant sur la réception et la détection des signaux sont nombreuses et variées. Elles comportent la synchronisation, l'estimation et la détection des signaux. A la réception, le signal est une superposition des symboles transmis, bruités et atténués par les multi trajets, compliquant la tâche des récepteurs traditionnels.

Différentes techniques de réception peuvent être appliquées, comme l'égalisation de canal, le récepteur RAKE ou tout simplement un filtre adapté. Le récepteur optimal est celui qui fournit les meilleures performances vis à vis de la probabilité d'erreur, sous certaines conditions, le filtre adapté optimise le rapport entre le signal et le bruit pour la détection du signal déterministe en présence d'un bruit blanc gaussien additif et en l'absence d'interférences d'accès multiples. Il est le plus attractif au point de vue implémentation. Mais ses performances sont limitées dans un contexte multi utilisateurs. La corrélation est une forme de filtrage adapté, souvent utilisée dans un système numérique où le canal est un bruit blanc gaussien, son expression est donnée par la relation suivante :

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t)$$

L'opérateur * désigne le produit de convolution, $s(t)$ d'émission, $h(t)$ désigne la réponse impulsionnelle du canal, et $n(t)$ représente un bruit blanc gaussien.

La réception du signal consiste à retrouver l'information contenue dans le signal reçu $r(t)$.

Deux phases caractérisent ce processus de réception du signal :

- La synchronisation : elle consiste à caler le récepteur sur les instants d'arrivée des impulsions dans la mesure où celles-ci ont subi l'influence du canal, notamment la dispersion de l'énergie de chaque impulsion à travers les trajets multiples.

- La démodulation : son principe est de retrouver quelle information a été transmise à

travers les impulsions reçues.

- Le principe des processus de synchronisation et démodulation ainsi que leur complexité dépendent de la modulation utilisée en émission, mais aussi de l'architecture de réception.

II.7.1 Récepteur cohérent

Pour un canal à bruit additif blanc gaussien (AWGN), le récepteur optimal est le récepteur à corrélation qui consiste à corréler le signal reçu avec un motif local au niveau du récepteur et appelé référence ou Template. Dans le cas du canal AWGN, ce motif est le filtre adapté au signal reçu [34,27], prenant ainsi en compte les transformations subies par le signal dans son parcours avant la chaîne de réception.

La figure II.15 présente une synthèse des éléments constituant la chaîne de réception par corrélation. On y retrouve un filtre passe bande qui atténue le signal non désiré situé en dehors de la bande utile. Le filtre est suivi du corrélateur opérant sur le signal filtré et le motif de corrélation local. Au final on retrouve l'élément de décision qui effectue un choix sur l'information reçue en fonction du résultat de la corrélation.

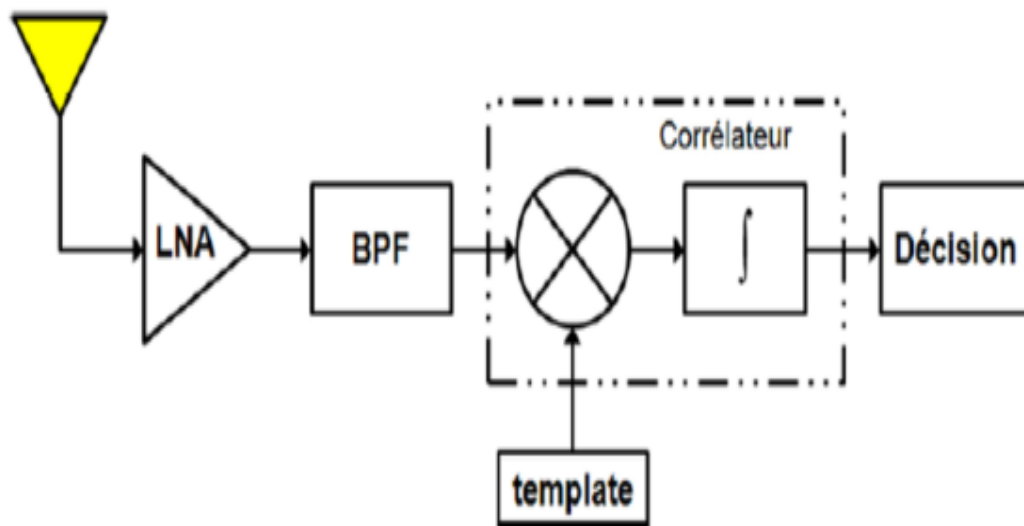


Figure II.16 : Récepteur cohérent. [34].

II.7.2 Le récepteur RAKE

Plusieurs solutions ont été proposées pour prendre en compte la multitude de trajets du canal UWB; l'un des procédés rencontrés dans la littérature est le récepteur RAKE (râteau ou récepteur à doigts) [35]. Ce récepteur est optimal car il permet de contrer efficacement les effets des trajets multiples en recombinaison en phase chacun des échos reçus. Des

modifications sont toutefois apportées de façon à exploiter la diversité liée au canal multi-trajet pour maximiser l'énergie disponible au récepteur. L'idée générale est d'exploiter les différentes composantes des trajets multiples pour améliorer la prise de décision. Le récepteur RAKE est constitué d'un nombre de doigts réalisant chacun une corrélation sur le trajet sur lequel il est verrouillé, suivis d'une opération de combinaison sur l'ensemble des sorties des doigts.

La performance du récepteur RAKE dépend de la technique de sélection des trajets ainsi que de la méthode de combinaison utilisée. Par ailleurs, plusieurs possibilités de sélection des trajets pour le récepteur RAKE sont également envisageables quant au nombre de branches constituant le récepteur RAKE autrement dit le nombre de composantes prises en compte: On peut distinguer trois types de récepteur :

- All RAKE prend en compte tous les trajets et peut donc devenir rapidement très complexe.
- Pour diminuer le nombre de branches et ainsi la complexité du récepteur, deux autres

Options sont proposées :

- PRAKE (Partial RAKE) dans lequel seuls les premiers trajets sont considérés
- SRAKE (Sélectif RAKE) où les plus trajets les plus significatifs (les plus énergétiques) sont exploités.

En complément aux techniques de sélection des trajets interviennent les méthodes utilisées pour combiner les sorties des corrélations effectuées sur chaque doigt du Rake. On peut citer parmi de nombreuses méthodes de combinaison des corrélations : Equal Gain Combining (EGC) [28], Minimum Mean Square Error Combining (MMSEC) [36, 37], Maximum Ratio Combining (MRC) [36] and [38].

II.7.2.1 Combinaison à ratio maximal (RAKE-MRC)

La combinaison linéaire des branches du récepteur RAKE peut se faire de plusieurs manières. Le récepteur RAKE classique, tel que défini par Turin en 1980 [38], utilise la combinaison à ratio maximal (MRC) pour combiner la sortie des branches. Avec MRC, les sorties des corrélateurs sont pondérées en fonction de l'amplitude du signal reçu, avant d'être envoyées vers le système de décision, en utilisant directement la valeur de la sortie du filtre

adapté correspondant au délai de la branche comme poids w pour cette même branche. Cela nécessite une connaissance parfaite des coefficients du canal (CSI) du côté du récepteur, et il obtient les meilleures performances parmi les autres systèmes de combinaison.

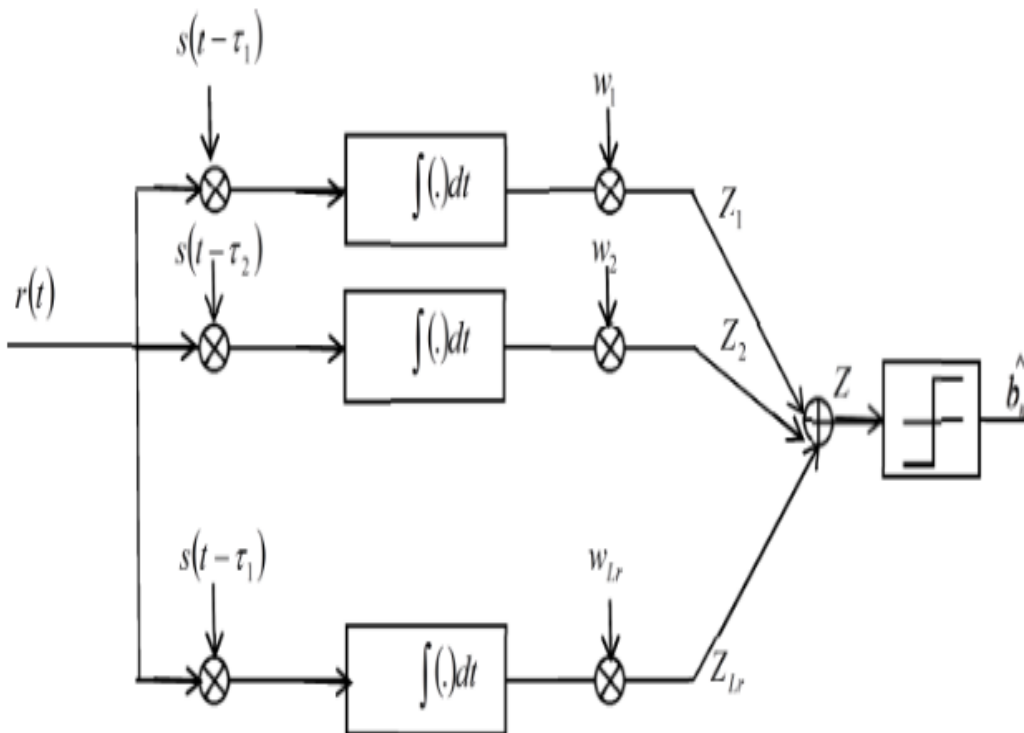
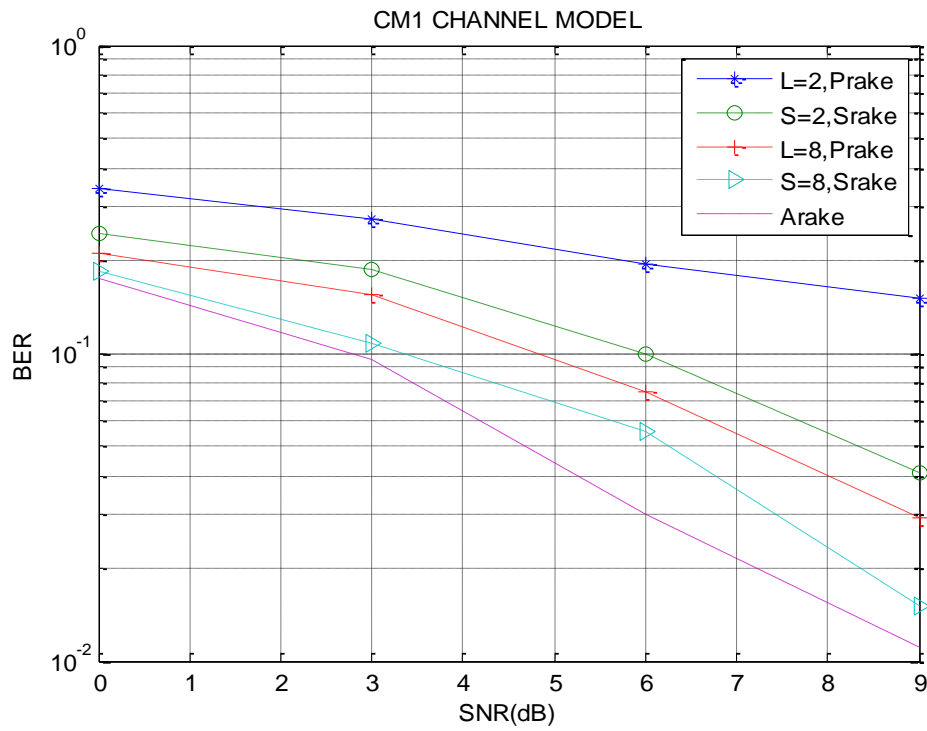
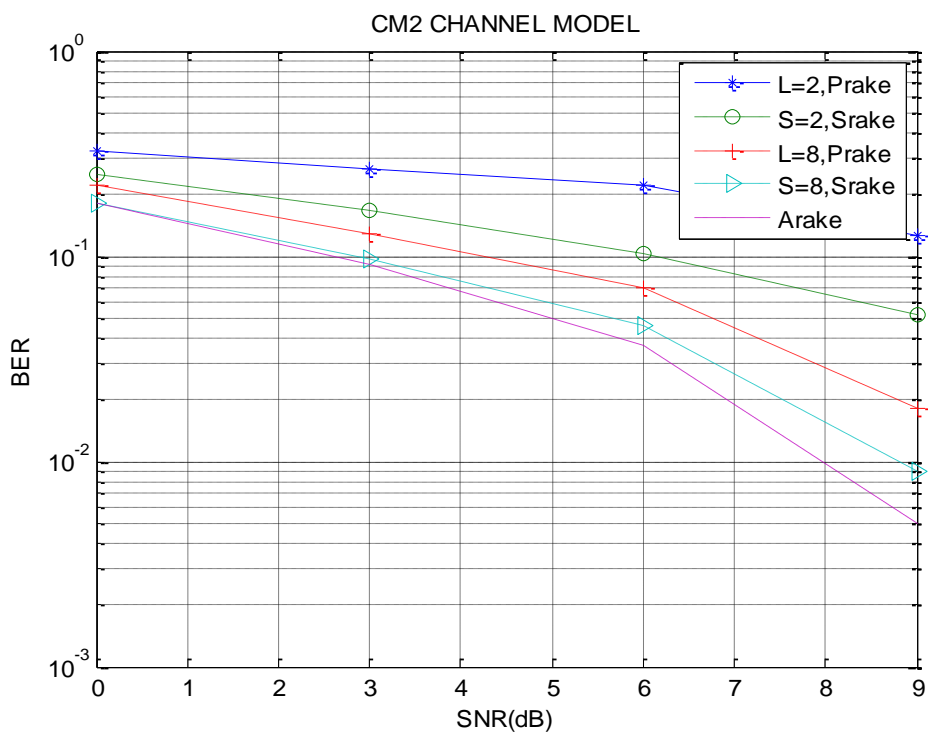


Figure II.17 Récepteur RAKE.

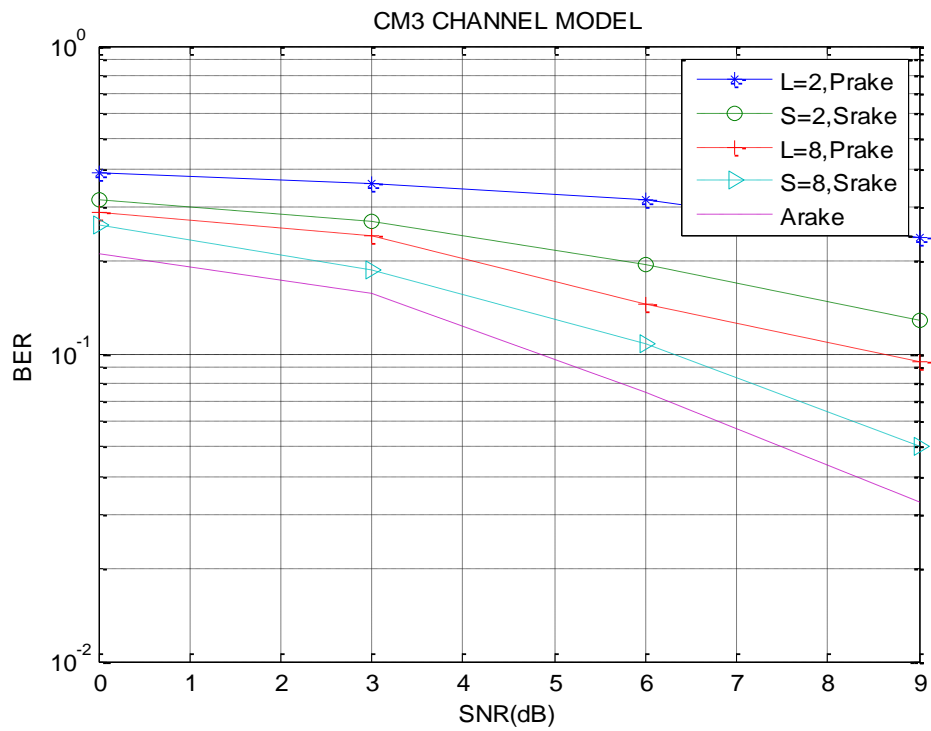
On observe la performance du taux d'erreur binaire du récepteur RAKE dans le système UWB-IR à travers la simulation sous MATLAB. La comparaison de la performance parmi le récepteur ARake, SRake, et de PRake est effectuée en utilisant différents modèles de canal IEEE UWB.15.3a montré dans la Figure II.17.



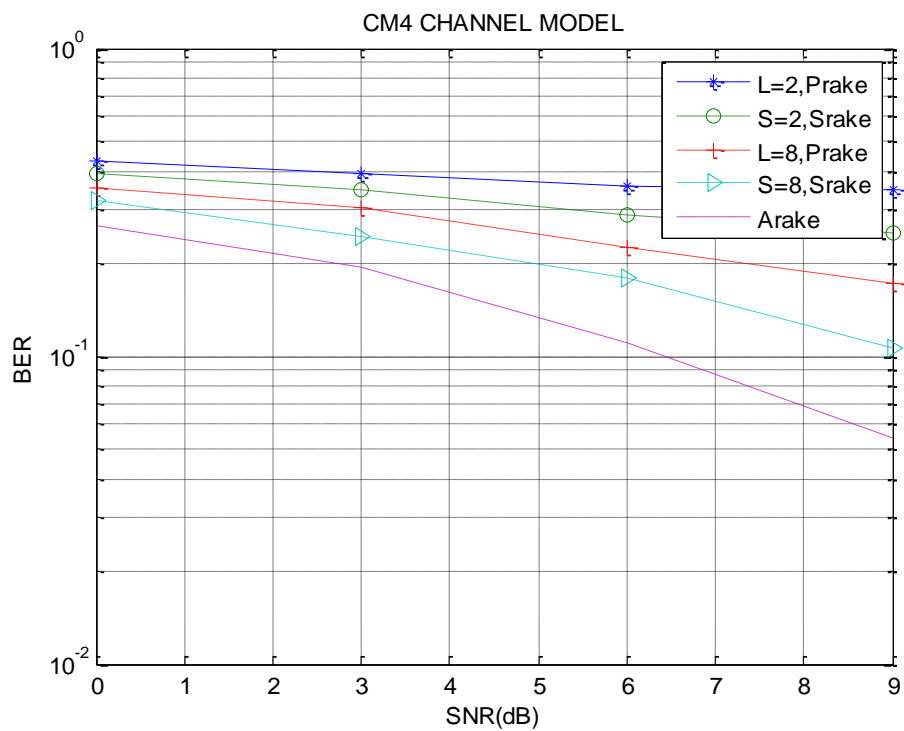
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure II.18 La performance des récepteurs Rake pour les quatre modèles du canal IEEE UWB.15.3a

D'après les figures (II.17.a), (II.17.b), (II.17.c), (II.17.d), il est évident que le récepteur ARake fournit un meilleur résultat que les deux autres types RAKE. Par ailleurs, le RAKE sélectif (S-Rake) présente de bons résultats par rapport au P-RAKE puisqu'il sélectionne les trajets les plus forts parmi les multi-trajets du canal, mais ces meilleurs composants sont déterminés par un algorithme de recherche dans tous les multi-trajets du canal, ce qui augmente la complexité de conception du récepteur. Tandis que, le récepteur Partial-Rake (P-Rake), malgré qu'il fournit des performances sous-optimales par rapport au SRAKE puisqu'il capte juste une fraction de l'énergie du signal désiré disponible dans les premiers L multi-paths, mais il est moins complexe vu qu'il n'a pas besoin d'un algorithme de recherche.

II.8 Conclusion

A partir de ce chapitre, nous avons développé la forme des impulsions constituant les signaux IR-UWB qui est un élément essentiel car les impulsions contribuent directement à la performance du système global. Un des challenges majeurs dans la conception d'un système UWB est la sélection du schéma de modulation et l'utilisation des codes de saut temporel (THC) qui consiste à transmettre les impulsions à des instants définis par des séquences différentes, chaque impulsion étant modulée soit en position (PPM) soit en amplitude (PAM), donc l'accès multiple est alors réalisé en attribuant différents codes aux différents utilisateurs. C'est pour cela le débit, la complexité, les caractéristiques des signaux transmis et la robustesse sont relatifs au type de modulation employée ou bien les différentes formes d'ondes utilisées.

Ensuite, quelques généralités sur les phénomènes de base en propagation ont été présentées dans ce chapitre. Nous avons vu que les communications radio ont souvent besoin d'un modèle du canal plus élaboré prenant en compte les atténuations et les évanouissements.

Enfin et pour optimiser la réception, de nombreuses options de sélection et de combinaison sont possibles pour constituer les récepteurs RAKE. Une comparaison de la performance parmi le récepteur ARake, SRake, et de PRake a été effectuée dans ce chapitre en utilisant différents modèles de canal IEEE UWB.15.3a et il a été montré que le récepteur ARake fournit un meilleur résultat que les deux autres types RAKE. Cependant, cela se fait au prix de la complexité du système. Donc, le choix doit se faire à partir d'un compromis entre la complexité et les performances visées.

Chapitre III

Analyse des performances des Systèmes TH-UWB multi-utilisateurs

III.1 Introduction

Dans un système IR-UWB, l'utilisation des codes de saut temporel (TH-UWB) consiste à transmettre les impulsions à des instants définis par une séquence pseudo-aléatoire, chaque impulsion étant modulée soit en position (PPM) soit en amplitude (PAM). En effet, l'impulsion étant bien plus courte que la durée d'un symbole (bit) T_s ce qui induit un étalement de spectre, il est alors possible durant l'intervalle de temps de durée T_s de répéter plusieurs fois cette impulsion. Ceci permet de créer un schéma de séparation des utilisateurs basé sur la technique du saut temporel.

Or, parfois la propriété d'orthogonalité entre les différents codes n'est pas bien respectée provoquant ainsi des collisions entre les impulsions. Ceci donne naissance aux interférences entre utilisateur (Multi-User Interference (MUI)).

Dans ce contexte, notre travail consiste à fournir une approche précise pour l'évaluation des performances du système TH-PPM et TH-PAM, nous allons nous confronter notamment à la présence des interférences MUI en utilisant des méthodes d'approximation telles que : le modèle basé sur l'approximation gaussienne standard (Standard Gaussian Approximation (SGA)) où, la somme des signaux interférents est considérée comme un bruit gaussien et le modèle dit Collision des paquets (Packet collision (PC)) Ces performances ont été représentées en utilisant les méthodes analytiques basées sur l'évaluation de la probabilité d'erreur et semi-analytiques où on a considéré l'influence des différents paramètres sur les systèmes tel que ; nombre d'utilisateurs, le débit de transmission, les formes d'ondes. En outre, nous avons représenté une autre simulation consacrée à la validité du modèle analytique SGA pour le système TH-PAM-UWB.

III.2 Modèle du système TH-PPM-UWB

Considérons le modèle de la figure III.1, Il s'agit d'un système asynchrone avec (N_u) utilisateurs [39], ce système est symétrique contient d'un bloc principale d'émission qui fait la modulation TH-PPM, chaque utilisateur émet avec la même puissance. Afin d'être le signal partagé par le canal il y a deux facteurs essentiels c'est l'atténuation et le retard imposés. La somme des signaux TH-PPM-UWB permet la coexistence d'un N_u utilisateur dans un canal AWGN qui présente un bruit additif $n(t)$, le bloc du récepteur décrit la récupération du signal transmis qui sera détaillée ultérieurement.

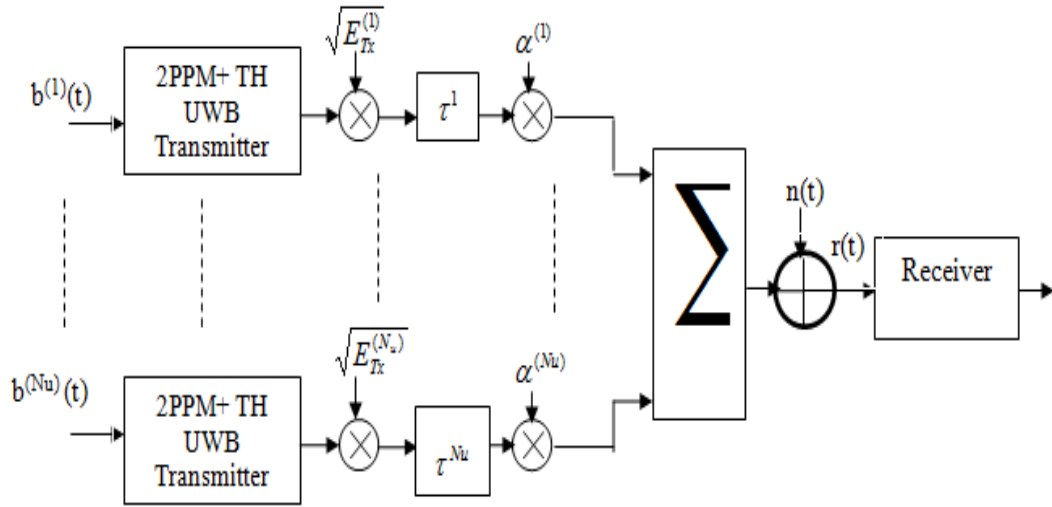


Figure III.1 Système de communication TH-PPM-UWB. [39]

Le signal émis $S_{TX}^{(n)}$ de type TH-PPM-UWB correspondant à l'utilisateur (n) est donnée par [39] :

$$S_{TX}^{(n)} = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_{TX}^{(n)}} p_0(t - jT_f - c_j^{(n)}T_c - b_j^{(n)}\epsilon) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

- $p_0(t)$ est la forme d'onde de l'impulsion transmise.
- E_{TX}^n est l'énergie de chaque impulsion transmise par l'utilisateur n.
- $c_j^{(n)}$ la séquence à saut de temporel (TH) qui prend des valeurs $\{0, 1, \dots, N_c - 1\}$.
- Le temps de la trame T_f et le temps de chip T_c sont choisis pour satisfaire $N_c T_c \leq T_f$.
- Est l'écart temporel introduit par la modulation PPM.
- $b_j^{(n)}$ est une donnée binaire (0 ou 1).

Exemple : $b_j = [1 \ 0 \ 1]$

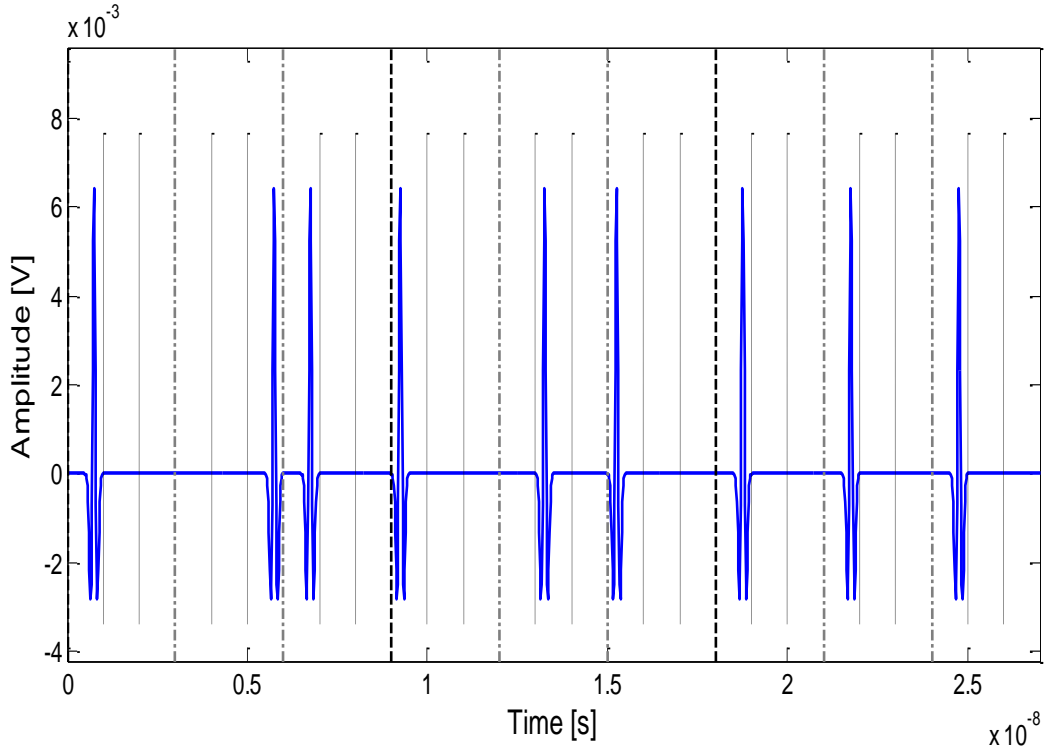


Figure III.2 Signal transmis par l'émetteur TH-PPM-UWB.

III.2.1 Etude analytique du BER dans le système TH-PPM

Afin de déterminer la probabilité d'erreur, nous allons d'abord commencer par étudier la réception d'un signal TH-PPM-UWB pour un seul utilisateur et avec un seul trajet dans un canal AWGN.

D'après le modèle de la figure III.1, le signal à la réception est donnée par :

$$r(t) = r_u(t) + n(t)$$

$r_u(t)$ Est le signal utile reçu au niveau du récepteur, ce signal subit une atténuation et un retard dû au canal de propagation:

$$r_u(t) = \alpha s(t - \tau - c_j T_c) \quad (\text{III.3})$$

Avec α , τ sont respectivement l'atténuation et le retard introduit par le canal.

Dans le cas du 2-PPM, le signal transmis peut s'écrire de la façon [39] :

$$s_m(t) = \begin{cases} \sqrt{E_{TX}} p_0(t) & \text{si } a = 0 \\ \sqrt{E_{TX}} p_1(t) = \sqrt{E_{TX}} p_0(t - \varepsilon) & \text{si } a = 1 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Donc la fonction $s_m(t)$ peut être formé par :

$$s_m(t) = s_{m0}(t)p_0(t) + s_{m1}(t)p_1(t) \quad m = 0,1 \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} s_{00} = \sqrt{E_{TX}} \\ s_{01} = 0 \\ s_{10} = 0 \\ s_{11} = \sqrt{E_{TX}} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Le schéma du récepteur optimal dans ce cas est montré dans la figure III.3 [39] :

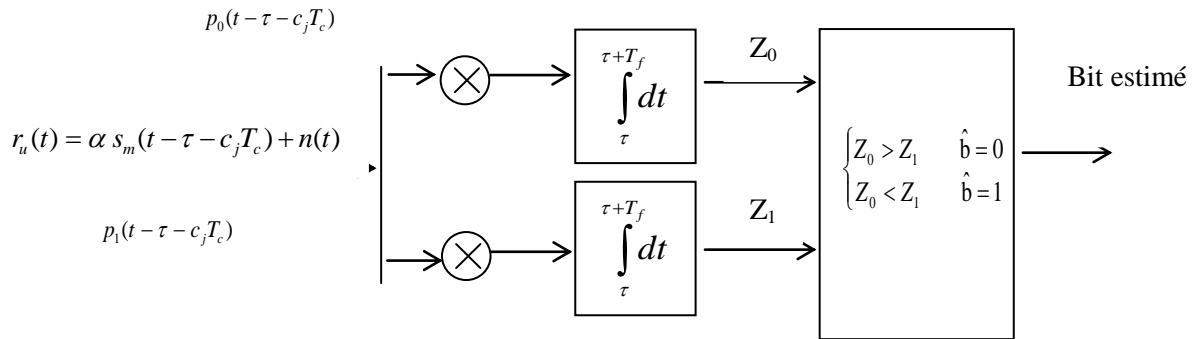


Figure III.3 Récepteur optimal pour TH-PPM dans un canal AWGN.

Alors la décision à la sortie des corrélateurs est donnée par :

$$\begin{cases} Z_0 = \alpha s_{m_0} + n_0 \\ Z_1 = \alpha s_{m_1} + n_1 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec n_0 et n_1 sont deux distributions gaussiennes indépendantes du variables aléatoires, de moyen zéro et de variance $N_0/2$.

Pour bien simplifie ce schéma, on utilise un modèle équivalent avec un seul corrélateur, Comme montré dans la figure III. 4 :

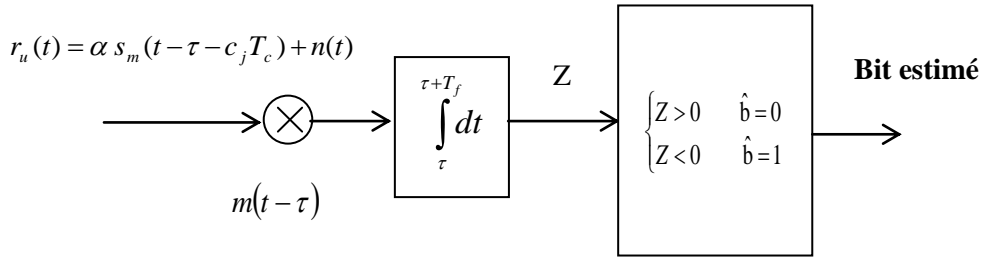


Figure III.4 Récepteur optimal pour TH-PPM basé sur un seul corrélateur.

Dans ce cas le signal reçu est corrélé avec un signal de référence $m(t)$ (aussi il s'appelle le signal mask ou bien Template) puis comparé un seuil nul.

Dans le cas du TH-PPM-UWB le signal $m(t)$ s'écrit de la façon suivante :

$$m(t) = p_0(t - \tau - c_j T_c) - p_0(t - \tau - c_j T_c - \varepsilon) \quad (\text{III.8})$$

La sortie du corrélateur est donnée par :

$$Z = \alpha s_m + n_0 - n_1 \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$s_m = \begin{cases} s_0 = \sqrt{E_{TX}} & \text{si } a = 0 \\ s_1 = -\sqrt{E_{TX}} & \text{si } a = 1 \end{cases}$$

Pour une transmission équiprobable et indépendante, la probabilité d'erreur binaire s'écrit [39] :

$$\begin{aligned} Pr_e &= \frac{1}{2} \text{Prob}(Z > 0 | a = 1) + \frac{1}{2} \text{Prob}(Z < 0 | a = 0) = \text{Prob}(Z < 0 | a = 0) = \\ & \text{Prob}(\alpha \sqrt{E_{TX}} + n_0 - n_1 < 0) = \\ & \text{Prob}(\alpha \sqrt{E_{RX}} + n_0 - n_1 < 0) \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$E_{RX} = E_{TX} (\alpha)^2 \quad (\text{III.11})$$

- E_{RX} c'est l'énergie reçu par impulsion, donc l'équation (3.11) peut se réécrire de la façon :

$$Pr_e = \text{Prob}(x > \sqrt{E_{RX}}) \quad (\text{III.12})$$

Avec $x = n_0 - n_1$ et aussi c'est un variable aléatoire gaussien de moyenne nulle et de variance

N_0 .

Donc Pr_e s'écrit [39]:

$$Pr_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_{RX}}{2N_0}} \right) \quad (\text{III.13})$$

Où :

$$\operatorname{erfc}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_y^{+\infty} e^{-\xi^2} d\xi \quad (\text{III.14})$$

Sachant que : $E_b = N_f E_{RX}$;

La figure III. 5 représente la probabilité d'erreur binaire du TH-PPM en fonction de E_b/N_0 .

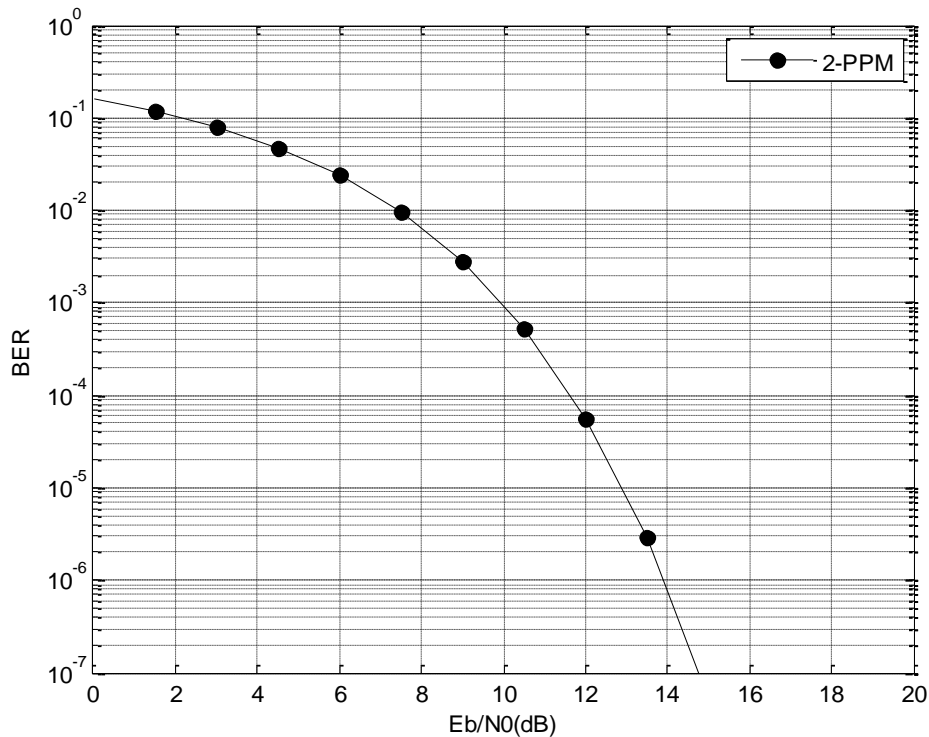


Figure III.5 La probabilité d'erreur binaire pour le cas TH-PPM.

III.3. Modèle du système TH-PAM-UWB

Le deuxième modèle du système étudié figure III.6 est le même donné dans la figure III.1 sauf pour le bloc de la modulation qui sera dans ce cas remplacé par la modulation TH-PAM.

La modulation d'amplitude de l'impulsion, ou (Pulse Amplitude Modulation (PAM)), est une alternative à la modulation par position d'impulsion (PPM). Cette technique consiste à faire varier l'amplitude des impulsions émises pour coder les différents états. La modulation

la plus simple est le cas binaire antipodal, appelé BPAM (Binary Pulse Amplitude Modulation). Elle fonctionne comme suit : lorsque la donnée est égale à 1, l'émetteur envoie l'impulsion originale, pour -1, l'inverse de l'impulsion est envoyé.

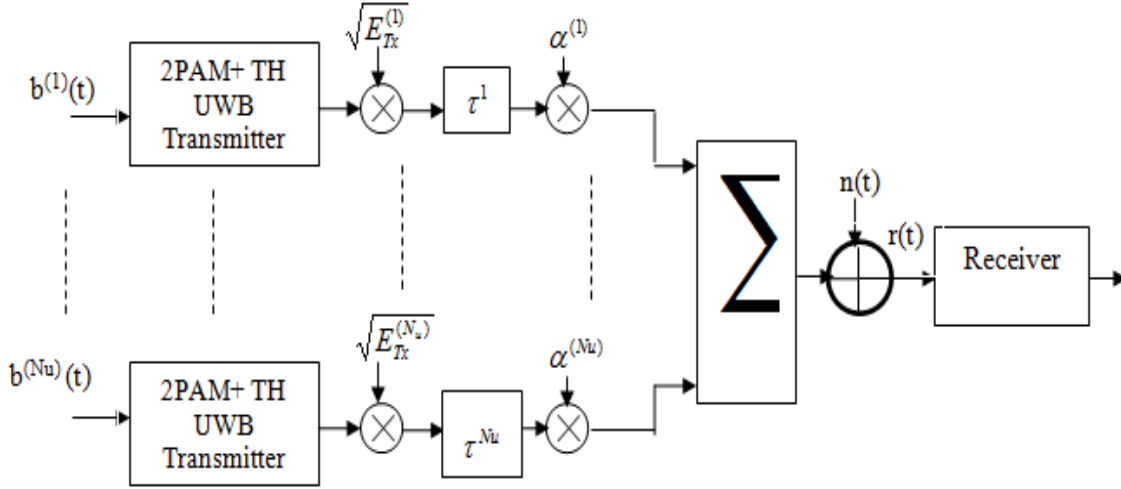


Figure III.6 Système de communication TH-PAM-UWB.

Le signal émis $S_{TX}^{(n)}$ utilisant une modulation TH-PAM-UWB correspondant à utilisateur (n) est donnée par l'expression suivante :

$$s_{TX}^{(n)} = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j^{(n)} \sqrt{E_{TX}^{(n)}} p_0(t - jT_f - c_j^{(n)}T_c) \tag{III.14}$$

Avec :

$$d_j^{(n)} = (2b_j^{(n)} - 1) \in \{-1, +1\} \text{ Où } b_j^{(n)} : \text{ le bit transmis par le } n^{\text{ième}} \text{ utilisateur } \{0, 1\}.$$

Exemple : $b_j = [1 \ 0 \ 1]$

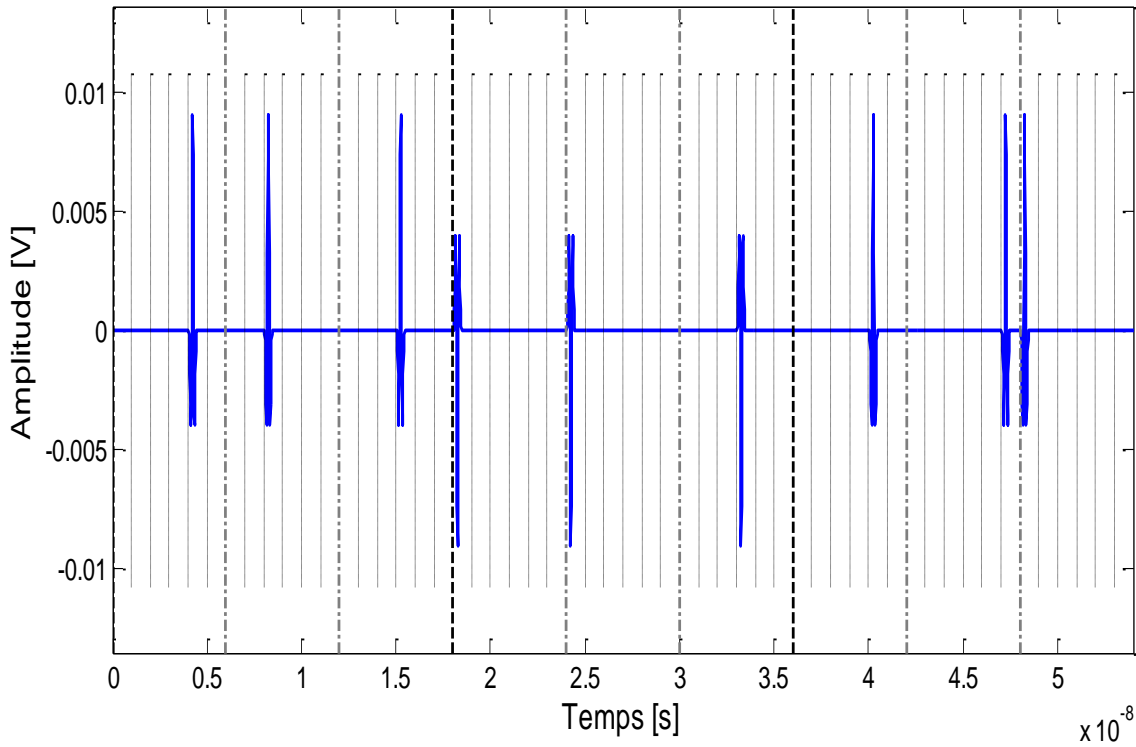


Figure III.7 Transmission d'un signal TH-PAM.

III.3.1 Etude analytique du BER dans le système UWB -TH-PAM :

Similairement au cas du système TH-PPM, on détermine la probabilité d'erreur binaire, dans le cas d'une modulation TH-PPM-UWB pour un seul utilisateur et avec un seul trajet dans un canal AWGN, il y a deux possibilités du signal transmis :

$$s_m(t) = \begin{cases} \sqrt{E_{TX}} p_0(t) & \text{si } a = 1 \\ \sqrt{E_{TX}} p_1(t) = -\sqrt{E_{TX}} p_0(t) & \text{si } a = 0 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Donc :

$$s_m(t) = s_m p_0(t) \quad m = 0,1 \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\begin{cases} s_0 = -\sqrt{E_{TX}} \\ s_1 = +\sqrt{E_{TX}} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Le récepteur optimal dans ce cas est :

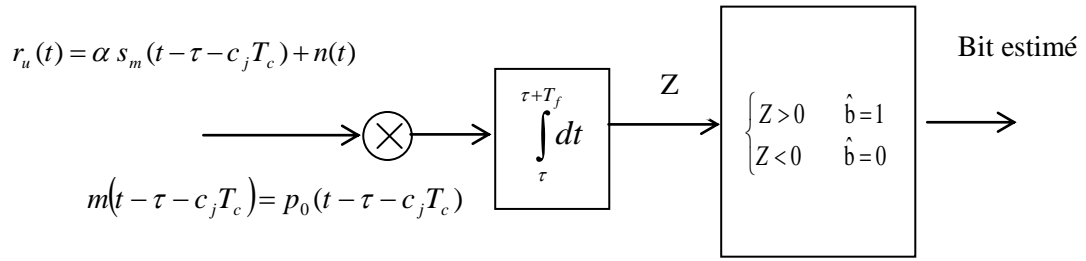


Figure III.8 Récepteur optimal pour TH -PAM basé sur un seul corrélateur.

La sortie du corrélateur est donnée par :

$$Z = \alpha s_m + n \quad (\text{III.18})$$

Avec n suit une distribution gaussienne du variable aléatoire, du moyen zéro et variance $N_0/2$.

La probabilité d'erreurs binaire s'écrit [39]:

$$\begin{aligned}
 Pr_e &= \frac{1}{2} \text{Prob}(Z < 0/a = 1) + \frac{1}{2} \text{Prob}(Z > 0/a = 0) = \text{Prob}(Z > 0/a = 0) = \\
 &\text{Prob}\left(-\alpha\sqrt{E_{TX}} + n > 0\right) = \\
 &\text{Prob}\left(n > \alpha\sqrt{E_{TX}}\right) = \text{Prob}\left(n > \sqrt{E_{RX}}\right) \quad (\text{III.19})
 \end{aligned}$$

Alors :

$$Pr_e = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_{RX}}{N_0}}\right) \quad (\text{III.20})$$

Avec $E_b = N_f E_{RX}$;

La figure III.10 représente la probabilité d'erreur binaire du TH-PAM en fonction d' E_b/N_0 et la figure III. 10 représente une comparaison entre les deux systèmes UWB TH-PPM et TH-PAM en terme probabilité d'erreur binaire en fonction de E_b/N_0

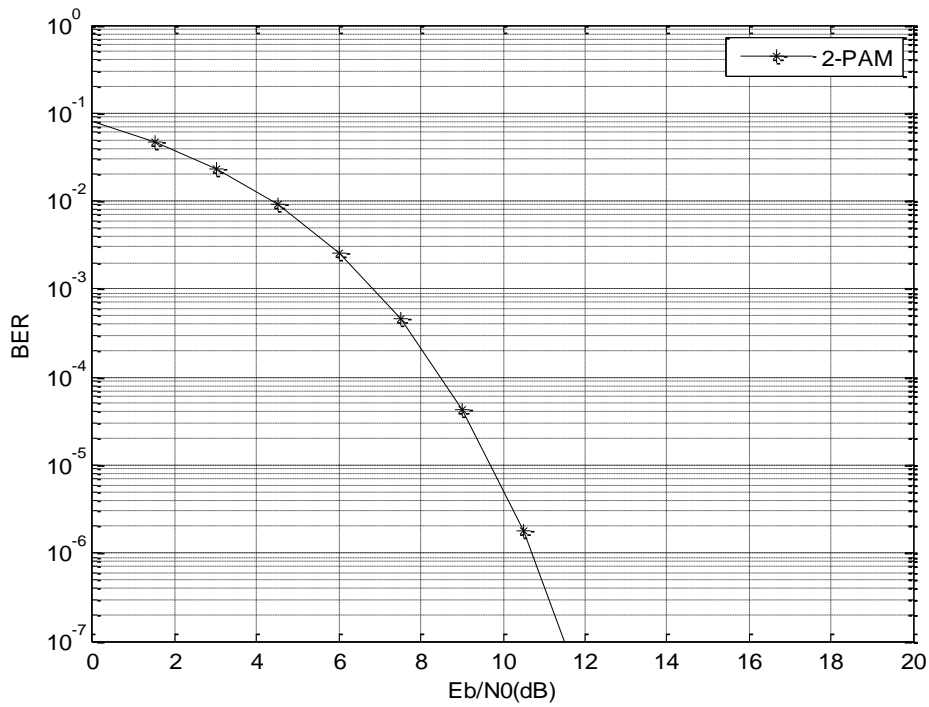


Figure III.9 La probabilité d’erreur binaire pour le cas du TH-PAM

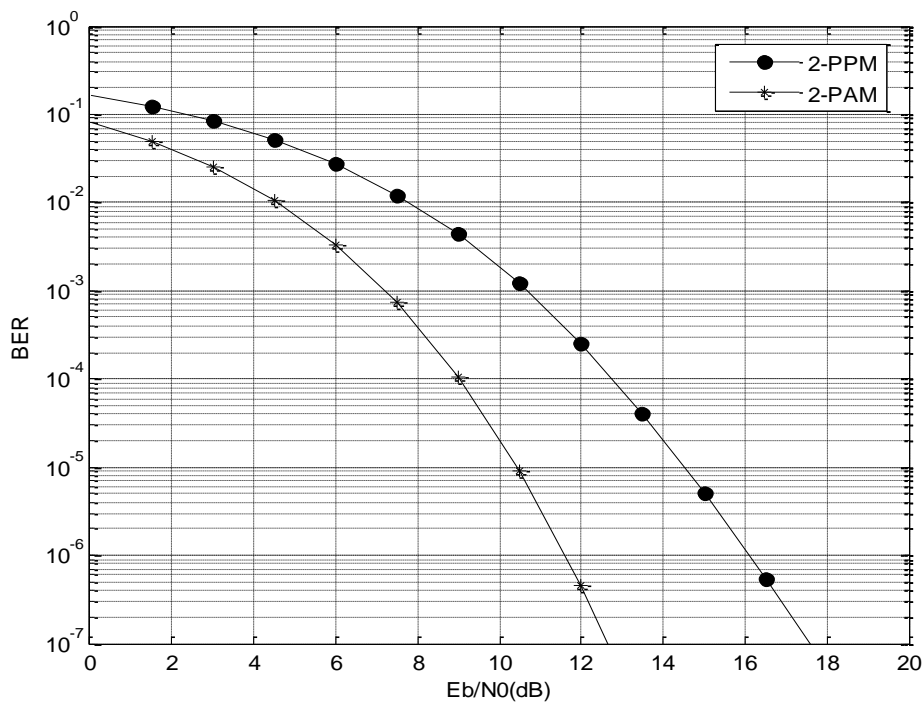


Figure III.10 Comparaison entre TH-PPM et TH-PAM.

D’après la figure III.10 et l’équation (III.20), (III.13) on peut constater que la modulation TH-PAM nécessite peu d’énergie par rapport à la modulation TH-PPM pour atteindre la même Pr_e .

III.4 Interférence Multi-Utilisateur

Nous allons maintenant nous intéresser à un point crucial en IR- UWB qui est le problème des Interférences multi-utilisateurs (MUI) .Nous nous situons dans les scénarios de communication telle qu'il est modélisé en figure III.1 pour TH-PPM-UWB et figure III.6 pour TH-PAM-UWB.

Si nous choisissons d'évaluer les performances des systèmes UWB en termes de taux d'erreur binaire et en fonction du rapport signal sur bruit (Energie par symbole (bit) sur variance du bruit) dans le cas mono-utilisateur TH-PPM, c'est-à-dire en absence de MUI nous pouvons constater l'allure des performances sur la figure III.11.

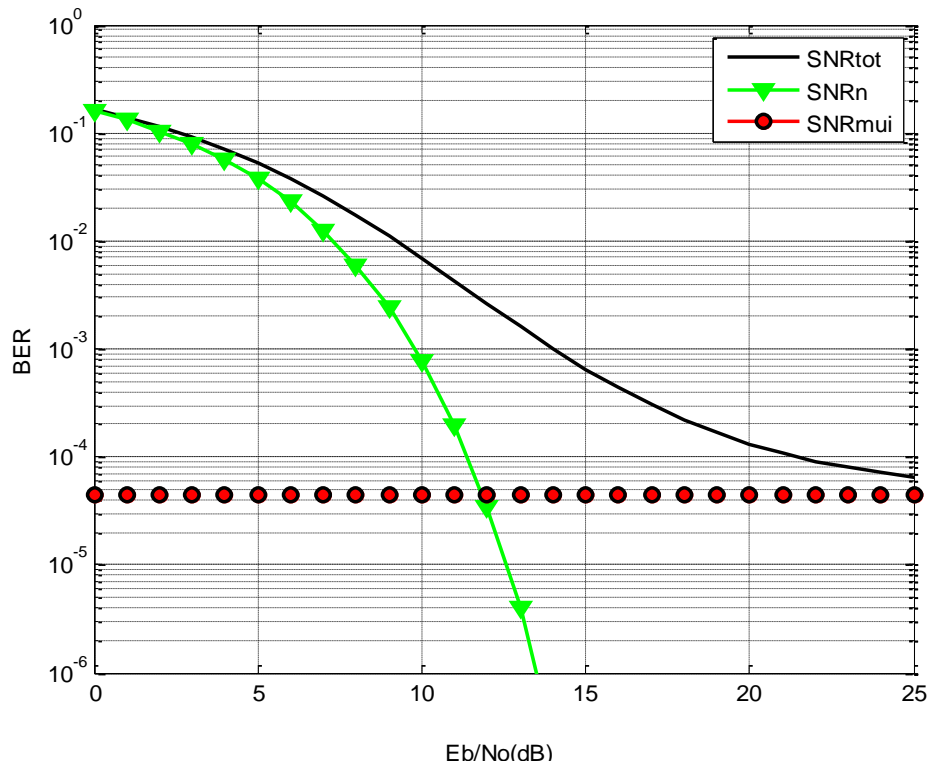


Figure III.11 Allure de la probabilité d'erreur.

Par contre si d'autres utilisateurs sont présents, nous voyons apparaître un palier de probabilité d'erreur binaire (bit error probability floor, BER floor) [40].

Ainsi, au début de la courbe, lorsque le rapport signal à bruit est faible, le BER suit l'allure du cas mono-utilisateur, puis lorsque le bruit devient moins grand devant les MUI la courbe du BER décroche pour finalement coller au palier de probabilité d'erreur binaire causé par les MUI [40].

La courbe inférieure représente un fonctionnement mono-utilisateur, la courbe

supérieure représente un fonctionnement multi-utilisateur.

III.5 MUI basée sur l'approximation SGA

L'approximation gaussienne standard (Standard Gaussian Approximation SGA) consiste à considérer la contribution des signaux interférents à la sortie du récepteur et avant la décision. Comme étant du bruit gaussien [39] [41].

Nous nous intéressons à la réception pour apparaître le terme d'interférence Multiutilisateur, l'expression du signal reçu par le récepteur cherchant à restituer l'information émise par l'utilisateur (n) est donnée sous la forme :

$$r(t) = r_u(t) + r_{mui}(t) + n(t) \quad (III.21)$$

Où :

$r_u(t)$ C'est le signal utile reçu.

$r_{mui}(t)$ Est le terme d'interférence multi-utilisateur.

$n(t)$ est le bruit additif blanc gaussien du au canal.

III.5.1 MUI basé sur la SGA dans le cas d'un système TH-PPM- UWB

Le modèle de récepteur UWB numérique comporte un corrélateur à "durée de bit" suivi d'un intégrateur du train d'impulsions et un comparateur. Il est appelé Récepteur Numérique à Accès Multiple pour la Radio Impulsionnelle.

Le signal reçu est la somme de tous les signaux en provenance des N_u émetteurs et peut s'écrire [39] [41]:

$$r(t) = \sum_{n=1}^{N_u} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_{RX}^{(n)}} p_0(t - jT_s - C_j^{(n)}T_c - b_j^{(n)}\varepsilon - \tau^{(n)}) + n(t) \quad (III.22)$$

Où

$$E_{RX}^{(n)} = E_{TX}^{(n)} (\alpha^{(n)})^2$$

et $n(t)$ est le bruit additif blanc gaussien, de densité spectrale de puissance égale à $N_0/2$ à l'entrée du récepteur.

Avec, le signal utile est donné par :

$$r_u(t) = \sum_{j=0}^{N_f-1} \sqrt{E_{RX}^{(1)}} p_0(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - b_j^{(1)}\varepsilon) \quad (III.23)$$

Et :

$$r_{mui}(t) = \sum_{n=2}^{N_u} \sum_{j=0}^{\infty} \sqrt{E_{RX}^{(n)}} p_0(t - jT_f - c_j^{(n)}T_c - b_j^{(n)} - \tau^{(n)}) + n(t) \quad (III.24)$$

En se basant sur le même principe du récepteur mon-utilisateur (récepteur cohérent) dans ce cas est le récepteur RAKE.

La sortie du corrélateur dans un intervalle $[0, T_b]$ est :

$$Z = \int_0^{T_b} r(t)m(t)dt \quad (III.25)$$

Où :

$$m(t) = \sum_{j=0}^{N_f-1} v(t - jT_f - c_j^{(1)}T_s) \quad (III.26)$$

Avec :

$$v(t) = p_0(t) - p_0(t - \varepsilon) \quad (III.27)$$

Alors, d'après (III.21) et (III.25) le signal à la sortie du corrélateur peut s'écrire comme la somme de trois termes :

$$Z = Z_u + Z_{mui} + Z_n \quad (III.28)$$

Z_u , Z_{mui} et Z_n sont respectivement les contributions du signal utile, de l'interférence multi utilisateurs et du bruit thermique.

Selon la règle de décision Maximum de vraisemblance ML (Maximum Likelihood) [39], nous pouvons obtenir l'expression de la probabilité d'erreur par bit comme suit:

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{2} \Pr(\hat{a} = 1 | a = 0) + \frac{1}{2} \Pr(\hat{a} = 0 | a = 1) \\ &= \Pr(\hat{a} = 1 | a = 0) \\ &= \Pr(Z < 0 | a = 0) \end{aligned} \quad (III.29)$$

L'approximation gaussienne standard suppose que Z_{mui} et Z_u suit une distribution gaussienne de moyenne zéro et de variance σ_{mui}^2 , σ_u^2 respectivement, le Taux d'erreur par bit (BER) est écrit par [39]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{tot}}{2}} \right) \quad (III.30)$$

Avec :

$$SNR_{tot} = \frac{E_b}{\sigma_n^2 + \sigma_{mui}^2} \quad (III.31)$$

Où, SNR_{tot} représente le rapport entre la puissance du signal utile et la puissance du bruit réel total,

En séparant la contribution thermique et l'interférence d'accès multiple MUI, l'équation (III.31) devient:

$$SNR_{tot} = \left((SNR_n)^{-1} + (SIR)^{-1} \right)^{-1} = \left(\left(\frac{E_b}{\sigma_n^2} \right)^{-1} + \left(\frac{E_b}{\sigma_{mui}^2} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (III.32)$$

Avec :

SNR_n, SIR , sont respectivement, Le rapport signal à bruit thermique (Signal to Noise Ratio), et le rapport signal à interférences multiutilisateurs MUI (Signal to Interferences Ratio).

L'énergie du signal peut être vue comme la somme d'énergie de N_f impulsions (par bit), E_p peut être définie comme suit:

$$E_p = \int_{-\infty}^{+\infty} p^2(t) dt \quad . \text{ (L'énergie par impulsion).}$$

$$\begin{aligned} E_b &= (Z_u^2) \\ &= \left(\sqrt{E_{RX}^{(1)}} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{jT_f - c_j^{(1)}T_c}^{jT_f - c_j^{(1)}T_c + T_c} p_0(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c) p_0(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c) dt \right)^2 \\ &= E_{RX}^{(1)} \left(N_f \int_0^{T_c} p_0(t) (p_0(t) - p_0(t - \varepsilon)) dt \right)^2 \\ &= E_{RX}^{(1)} N_f^2 \left(\int_0^{T_c} p_0(t) p_0(t) dt - \int_0^{T_c} (p_0(t) p_0(t - \varepsilon)) dt \right)^2 \end{aligned} \quad (III.33)$$

$$E_b = E_{RX}^{(1)} N_f^2 (1 - R_0(\varepsilon))^2 \quad (III.34)$$

Où $R_0(\varepsilon)$ représente la fonction d'auto corrélation de l'impulsion $p_0(t)$ avec l'impulsion décalée $p_0(t - \varepsilon)$. Lorsque $R_0(\varepsilon)=0$ et une seule impulsion transmise par bit (N_f égal à 1),

alors $E_b = E_{RX}^1$.

La variance de bruit thermique à la sortie du récepteur TH-PPM est donnée par l'équation [31] :

$$\sigma_n^2 = N_f N_0 (1 - R_0(\varepsilon))$$

(III.35)

L'expression de SNR_n devient :

$$SNR_n = \frac{N_f E_{RX}^{(1)}}{N_0} (1 - R_0(\varepsilon)) = \frac{E_b}{N_0} (1 - R_0(\varepsilon))$$

(III.36)

L'Interférence Multi Utilisateur MUI à la sortie du récepteur UWB peut être définie comme :

$$m_{ui_p}^{(n)}(\tau^{(n)}) = \sqrt{E_{RX}^{(n)}} \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) \nu(t) dt \quad (III.37)$$

Où $2 T_M$ représente la durée du masque PPM, $E_{RX}^{(n)}$ est l'énergie reçu par chaque impulsion pour le $n^{\text{ième}}$ utilisateur interférer. En supposant que le retard $\tau^{(n)}$ est uniformément distribuée sur $[0, T_f]$, le variance du bruit interférence est donnée par :

$$\begin{aligned} \sigma_{m_{ui_p}^{(n)}}^2 &= \frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} \left(\sqrt{E_{RX}^{(n)}} \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) \nu(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \\ &= \frac{E_{RX}^{(n)}}{T_f} \int_0^{T_f} \left(\int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) \nu(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \end{aligned} \quad (III.38)$$

Pour les N_u utilisateurs :

$$\begin{aligned} \sigma_{m_{ui}}^2 &= \sum_{n=2}^{N_u} \frac{N_f E_{RX}^{(n)}}{T_s} \int_0^{T_f} \left(\int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) \nu(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \\ &= \frac{N_f}{T_f} \sigma_M^2 \sum_{n=2}^{N_u} E_{RX}^{(n)} \end{aligned} \quad (III.39)$$

Le terme σ_M^2 de l'expression précédente peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned}
\sigma_M^2 &= \int_0^{T_f} \left(\int_0^{2T_M} p_0(t-\tau) v(t) dt \right)^2 d\tau \\
&= \int_0^{T_f} \left(\int_0^{2T_M} p_0(t-\tau) (p_0(t) - p_0(t-\varepsilon)) dt \right)^2 d\tau \\
&= \int_0^{T_f} \left(\int_0^{2T_M} p_0(t-\tau) (p_0(t) dt) - \int_0^{T_M-\varepsilon} p_0(t-\tau) (p_0(t-\varepsilon) dt) \right)^2 d\tau \\
&= \int_{-2T_M}^{2T_M} \left(\int_0^{2T_M} p_0(t-\tau) p_0(t) dt - \int_{\varepsilon}^{T_M+\varepsilon} p_0(t-\tau) p_0(t-\varepsilon) dt \right) d\tau
\end{aligned} \tag{III.40}$$

$$\sigma_M^2 = \int_{-T_M}^{2T_M} (R_0(t) - R_0(t+\varepsilon))^2 dt \tag{III.41}$$

Alors, L'expression de SIR devient :

$$SIR = \frac{\gamma_R}{\sigma_M^2} \frac{1}{R_b \sum_{n=2}^{Nu} \frac{E_{RX}^{(n)}}{E_{RX}^{(1)}}} = \frac{\gamma_R}{2 \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau} \frac{1}{R_b \sum_{n=2}^{Nu} \frac{E_{RX}^{(n)}}{E_{RX}^{(1)}}} \tag{III.42}$$

Sachant que :

$$T_f \leq T_b / N_f \Rightarrow T_f = \gamma_R (T_b / N_f) \text{ avec } \gamma_R \leq 1$$

$$T_c \leq T_f / N_c \Rightarrow T_c = \gamma_c (T_f / N_c) \text{ avec } \gamma_c \leq 1$$

$$\text{Donc : } \gamma_R = N_f T_f R_b$$

Nous pouvons écrire l'expression générale du BER:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\left(\left(\frac{E_b^{(1)}}{N_0} (1 - R_0(\varepsilon)) \right)^{-1} + \left(\frac{E_b^{(1)}}{N_0} \frac{N_0}{N_s^2 \sigma_M^2 \sum_{N=2}^{Nu} R_b^{(n)} E_{RX}^{(n)}} \right)^{-1} \right)^{-1}} \right) \tag{III.43}$$

Finalement, l'expression générale du BER peut être exprimée comme suit [39]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\left(\left(\frac{E_b^{(1)}}{N_0} \right)^{-1} + \frac{\gamma_R}{2R_b(N_u - 1) \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau} \right)^{-1}}{2}} \right) \quad (\text{III.44})$$

Pour un BER donné, l'équation (III.44) fournit l'énergie par bit nécessaire au bruit au niveau du récepteur. Aussi, à partir de cette équation, il est remarqué que le BER varie selon le nombre de brouilleurs, leurs distances (et correspondant de l'énergie du signal reçu) et les débits de transmission.

III.5.2 MUI basé sur la SGA dans le cas d'un système TH-PAM- UWB :

Similairement au cas du système TH-PPM et afin de déterminer la probabilité d'erreur, le signal reçu $r(t)$ est :

$$r(t) = \sum_{n=1}^{N_u} \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j^{(n)} \sqrt{E_{RX}^{(n)}} p_0(t - jT_f - c_j^{(n)}T_c - \tau^{(n)}) + n(t) \quad (\text{III.45})$$

Dans le cas d'une modulation TH-PAM, le masque du récepteur est donné par:

$$m(t) = \sum_{j=0}^{N_f-1} p_0(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c) \quad (\text{III.46})$$

Dans l'hypothèse de l'approximation gaussienne standard (SGA), la probabilité d'erreur binaire donnée par l'équation (III.30) et les équations (III.31) et (III.32) restent également valables. L'énergie de la contribution utile à la sortie du récepteur pour toutes les N_f impulsions (formant un bit) est exprimée comme suit:

$$E_b = (Z_u)^2 = E_{RX}^{(1)} \left(N_f \int_0^{T_c} p_0(t) p_0(t) dt \right)^2 = E_{RX}^{(1)} N_f^2 \quad (\text{III.47})$$

La variance de bruit thermique σ_n^2 à la sortie du récepteur TH-PAM est donnée par l'expression suivante :

$$\sigma_n^2 = N_f \frac{N_0}{2} \quad (\text{III.48})$$

L'expression de SNR_n devient :

$$SNR_n = \frac{N_f E_{RX}^{(1)}}{\frac{N_0}{2}} = \frac{2E_b^{(1)}}{N_0} \quad (\text{III.49})$$

Le terme d'interférence entre utilisateur (MUI) à la sortie du récepteur dans ce cas est :

$$m_{ui_p}^{(n)}(\tau^{(n)}) = \sqrt{E_{RX}^{(n)}} \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) p_0(t) dt \quad (III.50)$$

En supposant que le retard $\tau^{(n)}$ est uniformément répartie sur $[0, T_f]$, la variance du bruit interférence est donnée par :

$$\begin{aligned} \sigma_{m_{ui_p}^{(n)}}^2 &= \frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} \left(\sqrt{E_{RX}^{(n)}} \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) p_0(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \\ &= \frac{E_{RX}^{(n)}}{T_f} \int_0^{T_f} \left(\int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) p_0(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \end{aligned} \quad (III.51)$$

Et pour les N_u utilisateurs :

$$\sigma_{m_{ui}}^2 = \sum_{n=2}^{N_u} \left[N_f \frac{E_{RX}^{(n)}}{T_f} \int_0^{T_f} \left(\int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) p_0(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \right] \quad (III.52)$$

Si tous les retards sont identiques, l'équation (III.52) devient :

$$\begin{aligned} \sigma_{m_{ui}}^2 &= \frac{N_f}{T_f} \left(\int_0^{T_f} \left(\int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) p_0(t) dt \right)^2 d\tau \right) \sum_{n=2}^{N_u} E_{RX}^{(n)} \\ &= \frac{N_f}{T_f} \sigma_M^2 \sum_{n=2}^{N_u} E_{RX}^{(n)} \end{aligned} \quad (III.53)$$

Le terme σ_M^2 est exprimé par :

$$\sigma_M^2 = \int_0^{T_f} \left(\int_0^{2T_M} p_0(t - \tau) p_0(t) dt \right)^2 d\tau = \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau \quad (III.54)$$

Alors, L'expression de SIR devient :

$$SIR = \frac{\gamma_R}{\int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau} \frac{1}{R_b \sum_{n=2}^{N_u} \frac{E_{RX}^{(n)}}{E_{RX}^{(1)}}} \quad (III.55)$$

De la même façon que TH-PPM-UWB, et selon l'hypothèse SGA, le BER dans les systèmes TH-PAM-UWB est donnée par la relation suivante [39] :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\left(\left(\frac{2E_b^{(1)}}{N_0} \right)^{-1} + \frac{\gamma_R}{R_b(N_u - 1) \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau} \right)^{-1}}{2}} \right) \quad (\text{III .56})$$

III.5.1 Résultats de la méthode semi-analytique

Dans cette partie, on va traiter différents scénarios selon la méthode semi-analytique et relativement avec l'analyse développé dans ce chapitre concernant la approximation SGA, pour voir l'influence des différents paramètres sur les performances du système TH-UWB tel que; nombre d'utilisateurs, le débit de transmission et les formes d'ondes.

Dans la première simulation, nous nous intéressons à l'étude de l'effet de l'augmentation de nombre d'utilisateur et le débit binaire sur les performances du système TH-PPM-UWB et TH-PAM-UWB. Nous avons commencé par simuler le système avec 3 scénarios différents ; un nombre de 5 utilisateurs (cas A), 20 utilisateurs (cas B) et puis avec 50 utilisateurs (cas C) L'émetteur génère un débit binaire de $R_b = 20$ Mbits/s, l'impulsion utilisée est le monocycle gaussien de durée de 25 ns (Voir figure III.12). Pour la deuxième nous fixons le nombre utilisateurs (cas A) et varions le débit binaire de transmission (voir figure III.13 et figure III.14).

Comment fixer le débit R_b ?

Le taux de transmission par bit R_b est donné par :

$$R_b = \frac{1}{T_b}$$

$$R_b = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{N_f T_f} = \frac{1}{N_f N_c T_c}$$

Dans la simulation on joue sur les valeurs de N_f, N_c pour fixer le débit voulu.

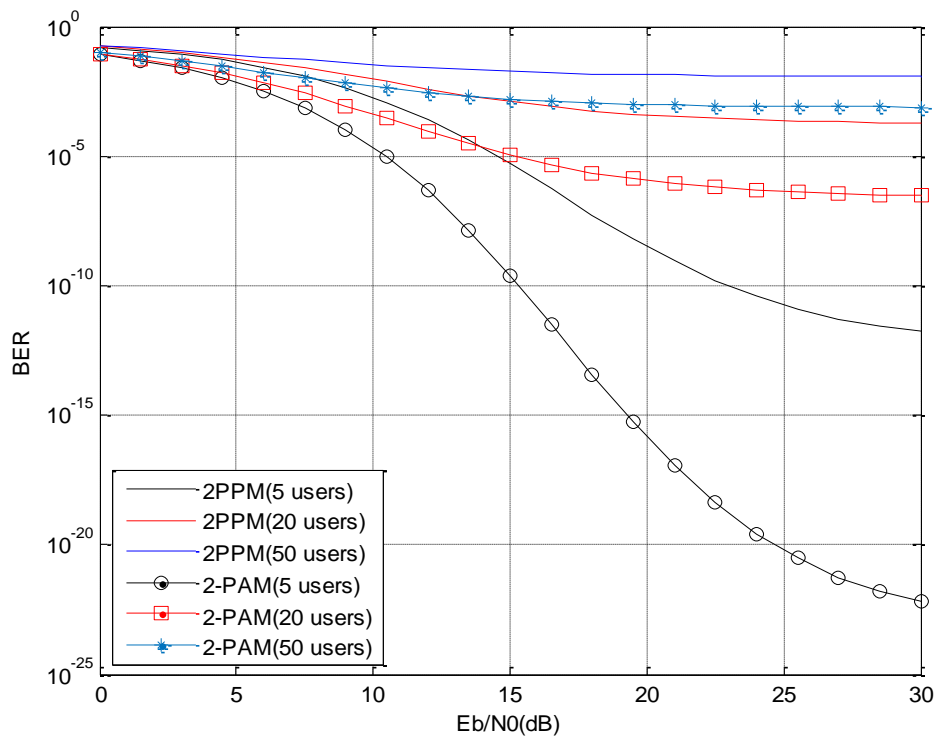


Figure III.12 Performances du Système TH-PPM-UWB et TH-PAM-UWB en fonction du nombre d'utilisateurs.

La figure III.12 montre l'influence de l'augmentation du nombre d'utilisateurs sur les performances. Cette influence est très faible quand le nombre est très petit comme le cas A, puisque la probabilité d'erreur diminue avec la même tendance de l'absence d'interférence multi utilisateur, en d'autres termes, la seule contribution qui semble affecter les performances du système est la présence de bruit thermique au niveau du récepteur. Par contre dans le cas où le nombre d'utilisateurs augmente (cas B et cas C), nous observons que le BER pour les deux types de modulation tend asymptotiquement vers une valeur constante très grande, en particulier, on observe que BER du TH-PAM-UWB avec 50 utilisateurs est presque le même que celui du TH-PPM-UWB avec 20 utilisateurs. Alors, on peut dire que le système TH-PPM-UWB est moins performant par rapport au système TH-PAM-UWB.

Les figure III.13 et III.14 permettent de comparer les performances entre le système TH-PPM-UWB et le système TH-PAM-UWB pour différentes valeurs de R_b (débit binaire) dont la présence d'un certain nombre utilisateurs (5 interférents).

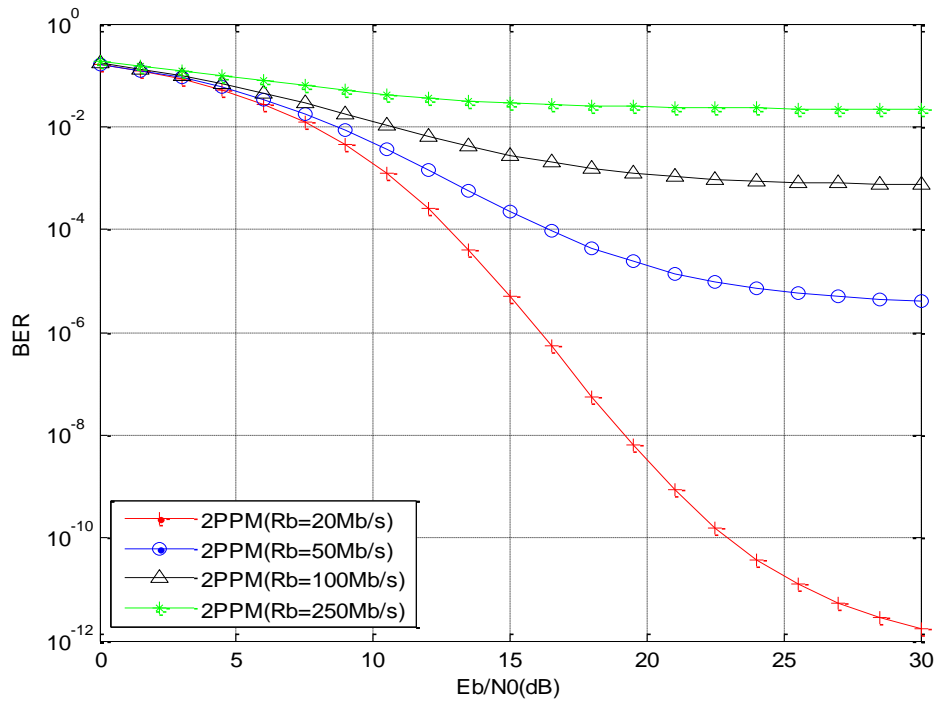


Figure III.13 Performances du Système TH-PPM-UWB en fonction du débit binaire (R_b)

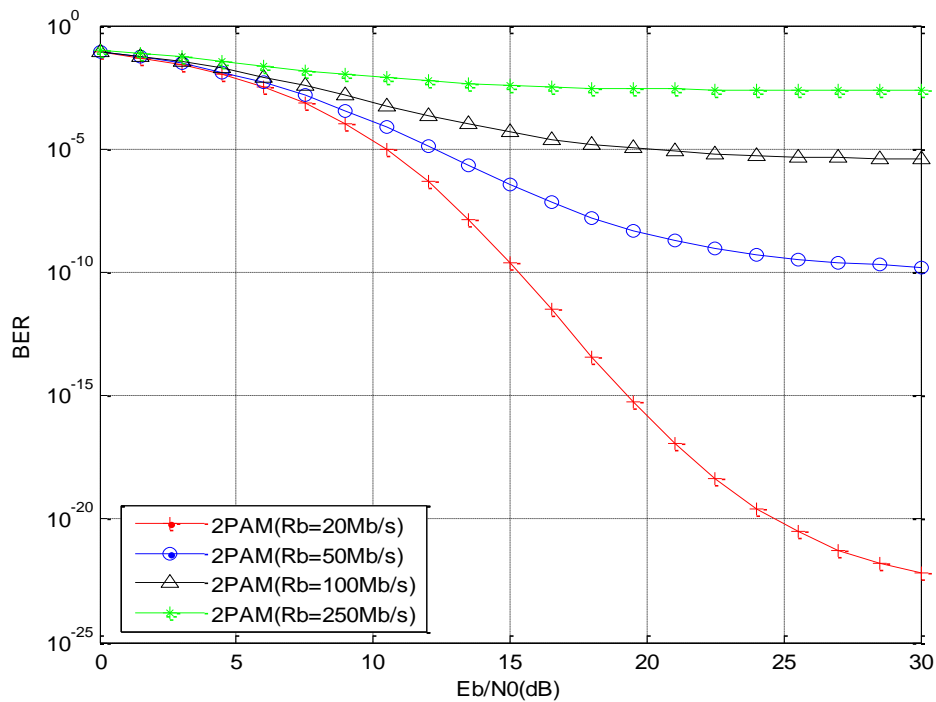


Figure III.14 Performances du Système TH-PAM-UWB en fonction du débit binaire (R_b).

D'après les deux figures (III.14) et (III.15), nous pouvons constater l'effet de l'augmentation du débit binaire sur l'augmentation du BER qui est très remarquable, ainsi, on peut remarquer que le système TH-PAM-UWB présente toujours des meilleures performances

par rapport au système TH-PPM-UWB.

Dans la simulation suivante, nous proposons une étude de l'effet de la forme d'ondes sur les performances du Système. Nous avons commencé par simuler le système avec un nombre d'utilisateurs $N_u=5$ utilisateurs et les formes d'ondes utilisés sont le monocycle gaussien (utilisé dans la première partie), l'impulsion de Hermite modifiée du 2ème ordre, l'impulsion sinus et l'impulsion rectangulaire. Les résultats en termes de taux d'erreur par bit en fonction du rapport signal à bruit (E_b/N_0) sont montrés dans la figure III.15 et la figure III.16.

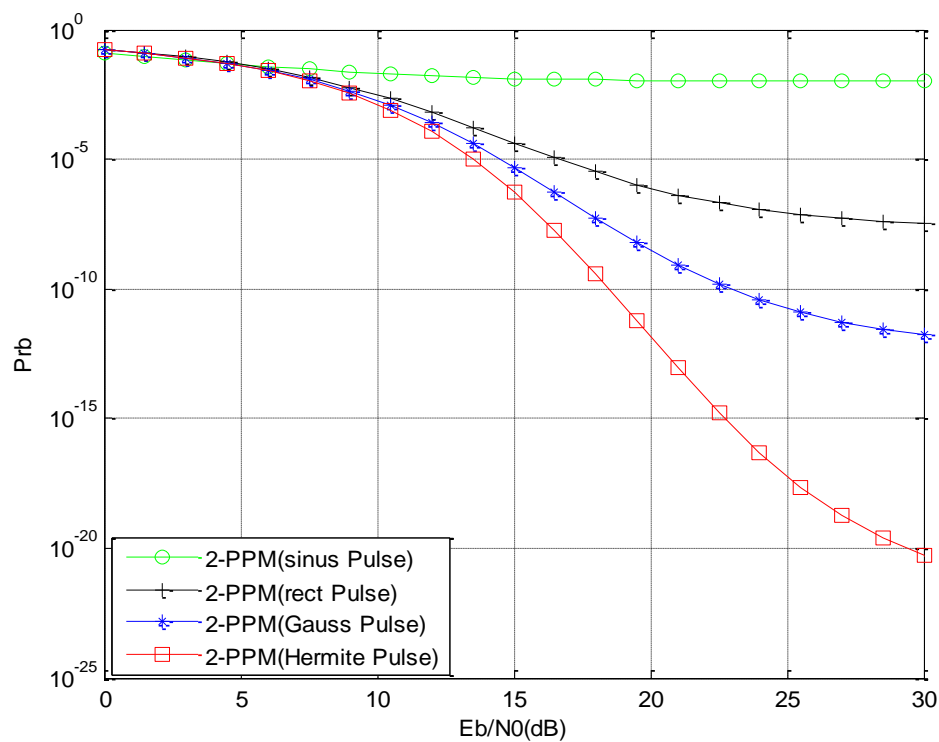


Figure III.15 Performance du Système TH-PPM en fonction des formes d'ondes avec un nombre d'utilisateurs $N_u=5$

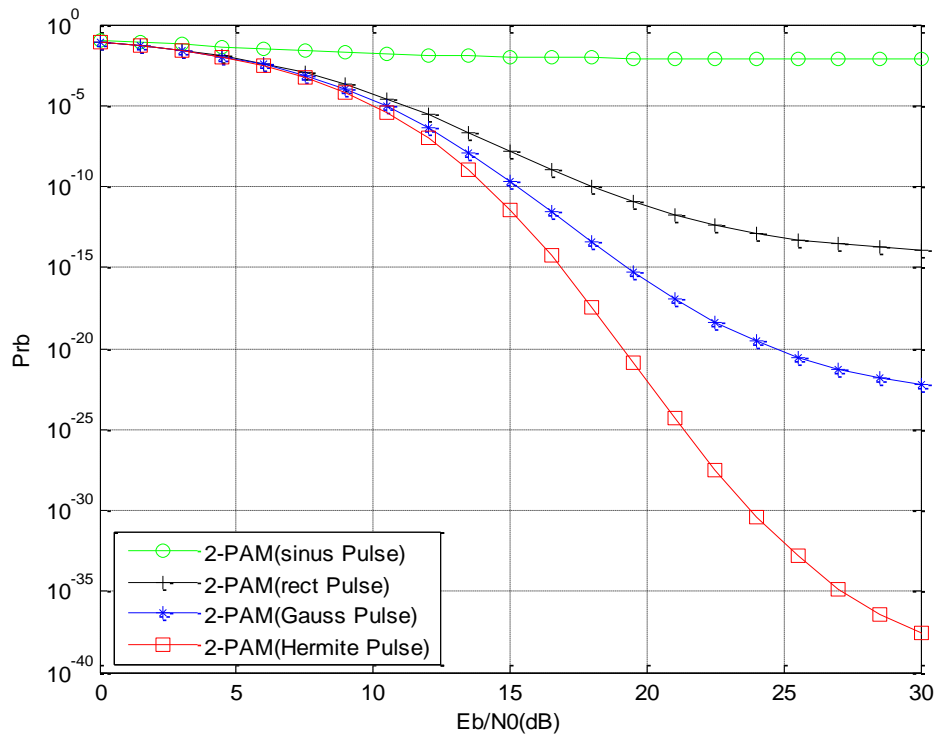


Figure III.16 Performance du Système TH-PAM en fonction des formes d'ondes avec un nombre d'utilisateurs $N_u=5$

Nous remarquons que les performances du système utilisant l'impulsion de Hermite modifiée et l'impulsion gaussienne sont nettement meilleures. Cet avantage résulte de la propriété du spectre de cette impulsion dont l'énergie est située principalement dans le lobe principal. Ainsi, lorsque le spectre est filtré le maximum d'énergie est récupéré. Contrairement à l'impulsion carrée, sinusoïdale où l'énergie contenue dans les lobes secondaires est très importante, ainsi une grande partie du signal est coupée par le filtre.

Pour le même objectif, nous allons, maintenant, augmenter le nombre d'utilisateurs à $N_u=20$ utilisateurs en utilisant juste les deux formes d'ondes qui ont présenté des résultats meilleurs dans les simulations précédentes qui sont le monocycle gaussien et l'impulsion de Hermite. Les résultats en termes de taux d'erreur par bit en fonction du rapport signal à bruit (E_b/N_0) sont montrés dans la figure III.17.

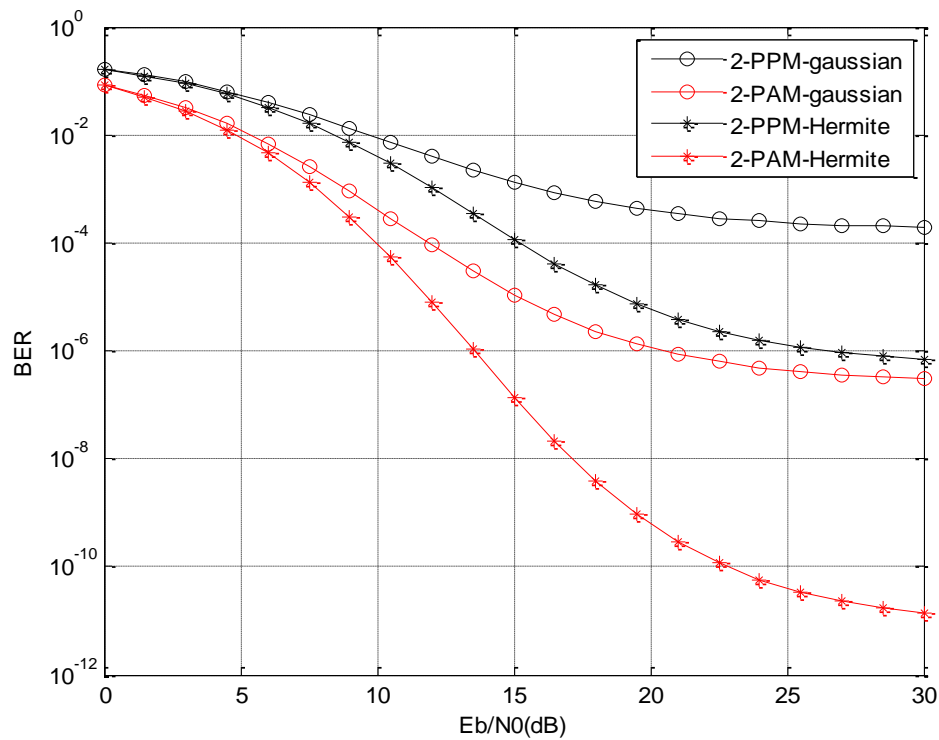


Figure III.17 comparaison des Systèmes TH-PAM et TH-PPM en fonction des formes d'ondes (monocycle gaussien et Hermite) avec un nombre d'utilisateurs $N_u=20$.

Nous remarquons que les performances du système utilisant l'impulsion de Hermite modifiée du 2^{ème} ordre est meilleur dans le cas du TH-PAM-UWB malgré la dégradation des performances causée par l'augmentation du nombre des utilisateurs. Donc le choix de la forme d'impulsions est très nécessaire et tout dépend le système de transmission utilisé car chaque impulsion porte une information, alors leur forme influence directement l'information par conséquent sur les performances du système de transmission.

III.6 L'étude des MUI basée sur la méthode de Monte-Carlo

Les résultats présentés dans cette partie sont obtenus par simulation numérique selon la méthode de Monte-Carlo en comptant le nombre d'erreurs à la sortie du récepteur. Ces résultats ont donc pour but d'évaluer et de valider les résultats de la méthode semi-analytique (SGA).

Cette partie est dédiée aux simulations faites en MATLAB. Seules les opérations générales de la chaîne de transmission implémentée sont décrites dans le but de comprendre les différents blocs implémentés.

Dans la figure III.18 le schéma du bloc général est présenté. Cette chaîne de

transmission est composée de trois blocs : l'émetteur, le récepteur et un bloc du canal. Un bloc additionnel est ajouté pour générer l'interférence Multi-Utilisateur.

Ces blocs sont détaillés respectivement dans les figures

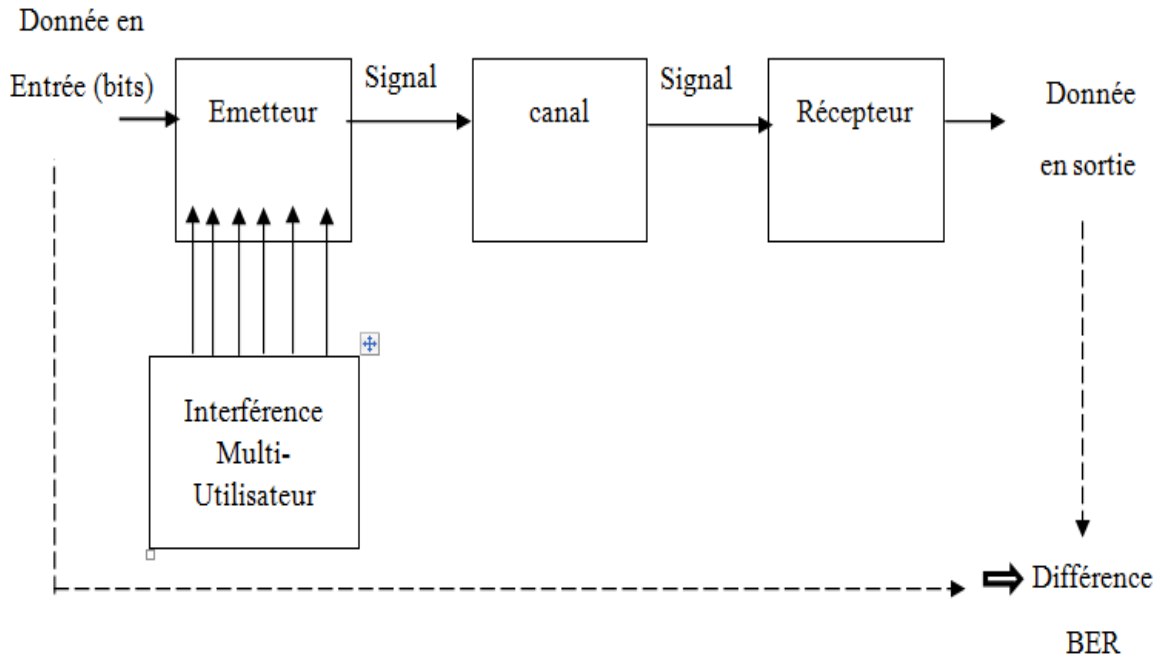


Figure III.18 Schéma du système complet.

Pour commencer, on décrira l'émetteur composé d'un :

- Générateur d'impulsions, qui crée une impulsion à transmettre. Il est basé sur plusieurs paramètres : la forme d'onde, la durée d'impulsion et l'amplitude initiale.
- Modulateur, qui utilise le schéma de modulation choisi ("PPM" ou "PAM"), le code TH généré, l'impulsion de référence choisie, l'intervalle de répétition et les données en entrée.
- Générateur du code de saut temporel (TH).
- Amplificateur : amplifie le train d'impulsions à une amplitude choisie.

Donc le signal TX composée d'un signal utile et des signaux d'interférences.

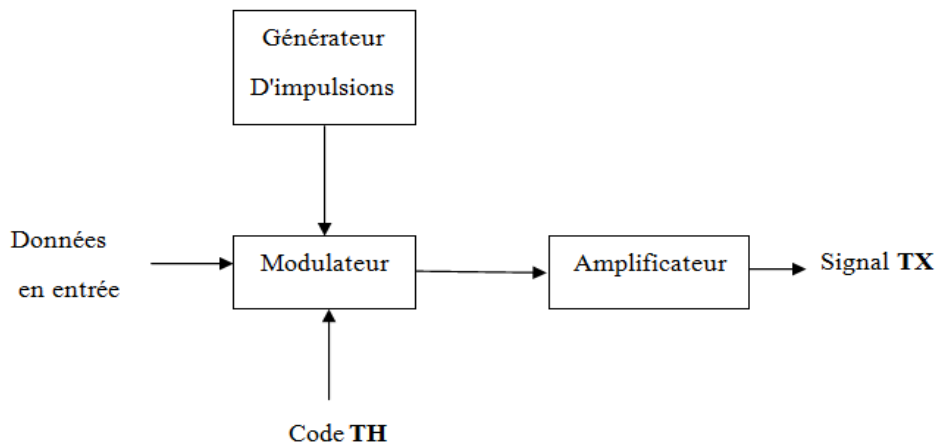


Figure III.19 Schéma de l'émetteur.

Le Bloc du canal est composé d'un:

- Un retardateur, utilisé pour définir le retard pour chaque utilisateur.
- un bloc de bruit blanc additif gaussien (AWGN), ce bloc utilisé pour tester la résistance du système.

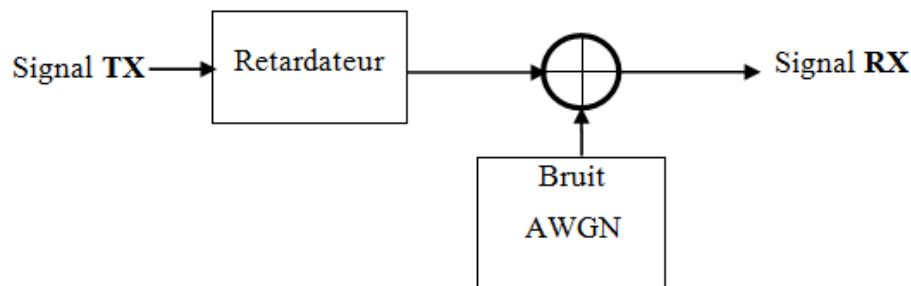


Figure III.20 Schéma du canal

Le Bloc du récepteur est composé d'un:

- Générateur de d'impulsion de référence: il génère la forme d'onde de référence de l'impulsion qui va être corrélée avec le signal reçu pour donner le signal de décision.
- Corrélateur : il multiplie le signal reçu avec le signal mask d'impulsion généré, intègre le résultat donnant ainsi le signal de décision. Il utilise le code TH de l'utilisateur pour détecter la position temporelle des impulsions émises.
- Décision : basée sur le résultat du corrélateur et comparé à un seuil donné, il décide

le bit émis.

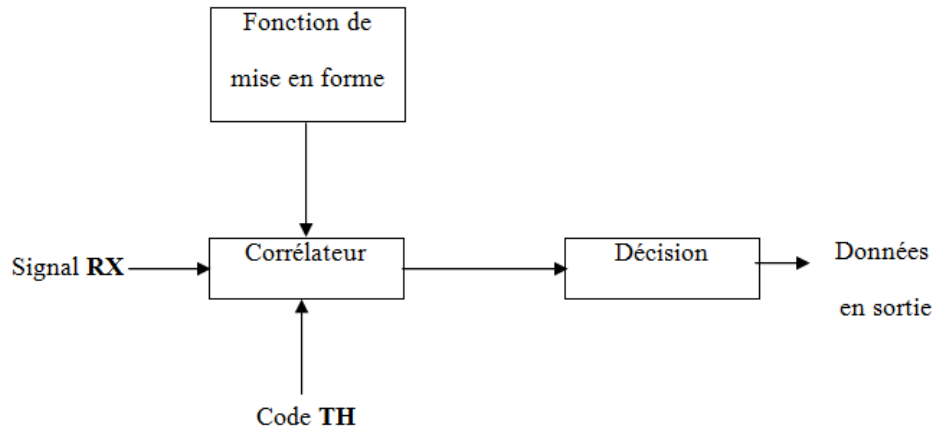


Figure III.21 Schéma du récepteur.

Pour évaluer la validité du modèle SGA dans cette partie on présente les résultats numériques des simulations d'un système TH-PAM-UWB lorsque le bruit thermique et l'interférence MUI sont présents au cours de la transmission. Deux cas d'interférence MUI à savoir: dans la présence (5 et 10 utilisateurs) et pour deux débits différents (20Mbps, 40Mbps).

Dans ces quatre scénarios, on a utilisé certains paramètres importants de la simulation sont résumés dans le Tableau III.1.

Tableau III.1 Paramètres de la simulation

Paramètre	Valeur
Powr	-30db
Fréquence centrale (f_c)	0.5 e11
Nombre de bits (numbits)	50000
Durée d'une trame (T_f)	$(6 \text{ e-}9)^1$, $(5 \text{ e-}9)^2$
Nombre de trame (N_f)	$(3)^1, (5)^2$
durée de chips (T_c)	1 e-9
Nombre de chips (N_c)	6
Décalage PPM (dPPM = ϵ)	0.2e-9
Durée de l'impulsion (T_p)	0.5 e-9
Nombre d'utilisateur (N_u)	5,10

N.B :

1-Pour un débit de transmission 20Mbps.

2-Pour un débit de transmission 40Mbps.

Les figures III.22, III.23, III.24 et III.25 représentent une comparaison entre le BER obtenue dans l'analyse analytique de l'équation (III.56) et le BER obtenue dans simulation.

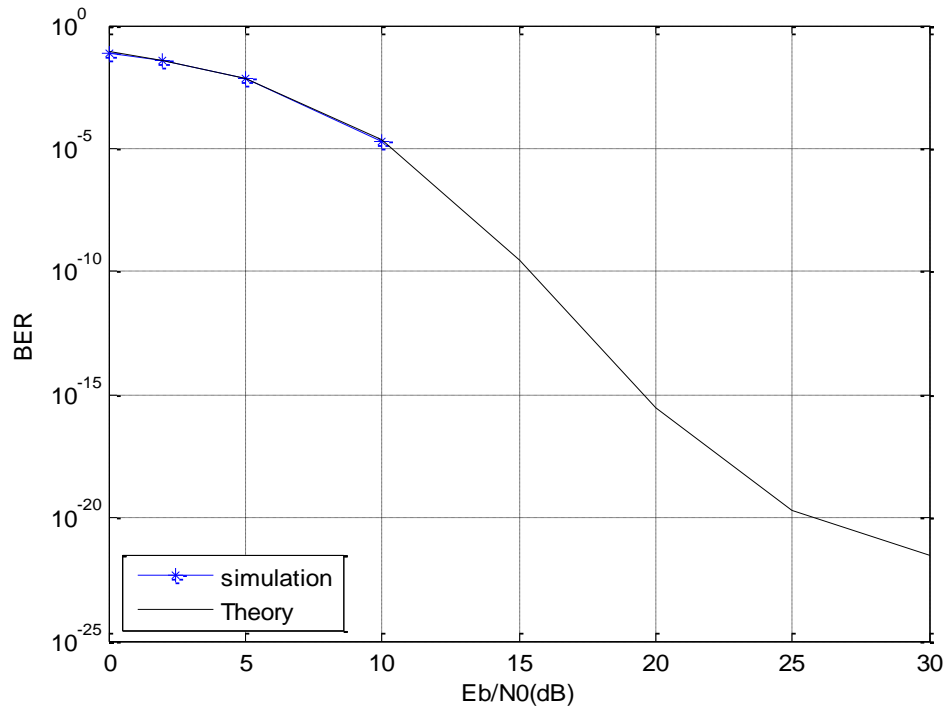


Figure III.22. Comparaison entre la probabilité d'erreurs analytique et simulée pour un nombre d'utilisateur égale à 5 et un débit vaut 20Mbps

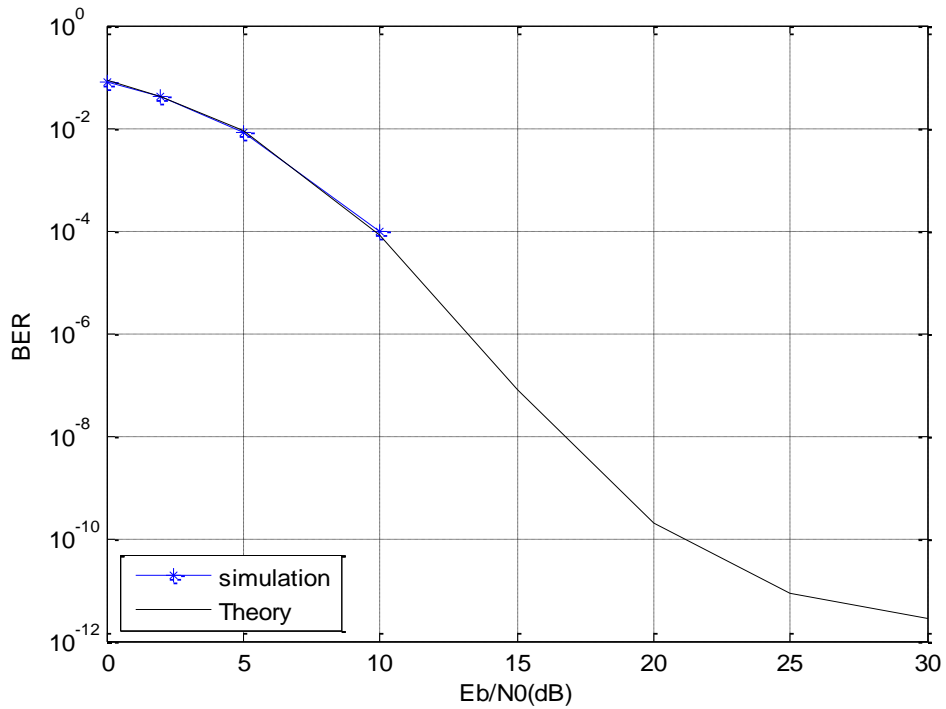


Figure III.23 Comparaison entre la probabilité d'erreurs analytique et simulée pour un nombre d'utilisateur égale à 10 et un débit vaut 20Mbps.

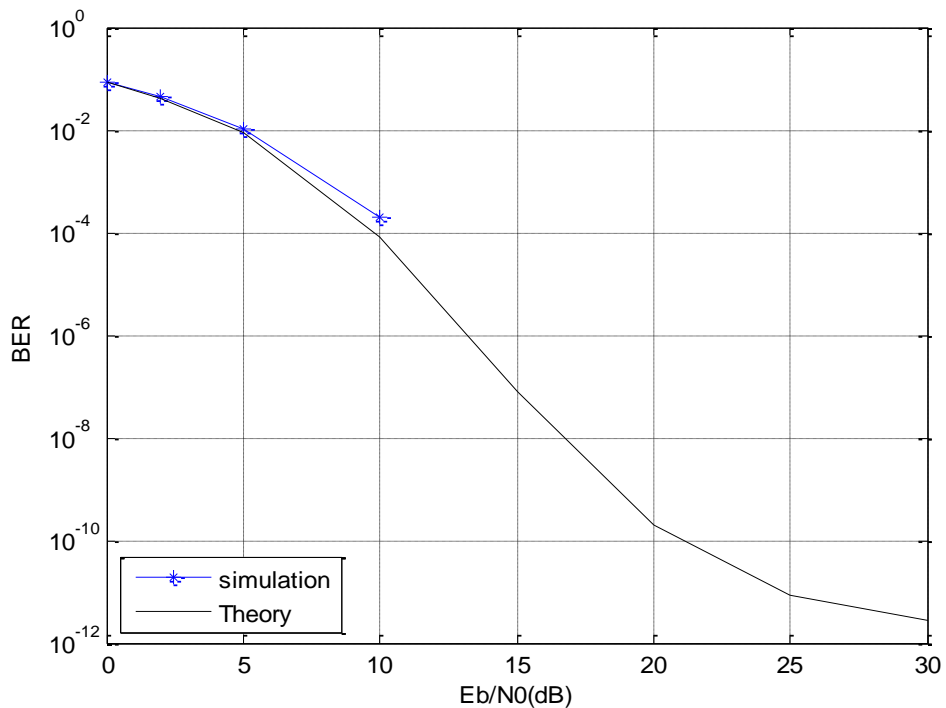


Figure III.24 Comparaison entre la probabilité d'erreurs analytique et simulée pour un nombre d'utilisateur égale à 5 et un débit vaut 40Mbps.

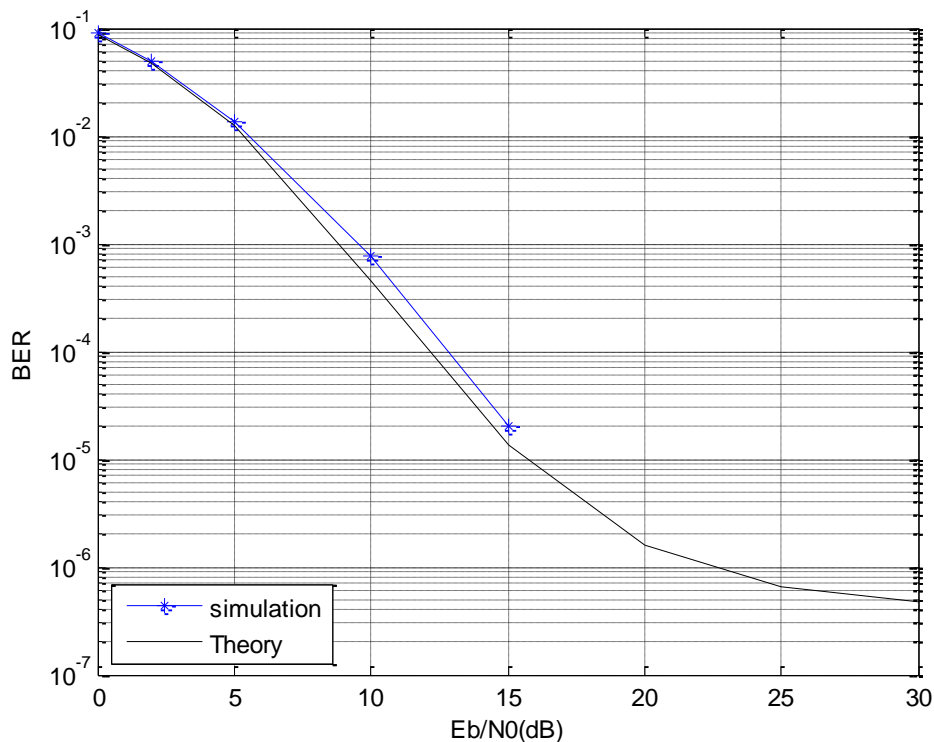


Figure III.25 Comparaison entre la probabilité d'erreurs analytique et simulée pour un nombre d'utilisateur égale à 10 et un débit vaut 40Mbps.

Dans la figure III.22 et figure III.23 où le débit de transmission est 20 Mbps nous pouvons remarquer que l'interférence multi-utilisateur n'affecte pas la probabilité d'erreur binaire, et on peut observer que la courbe de simulation coïncide avec la courbe semi analytique (théorique) ce qui garantit la validité de l'approximation (SGA) pour certain rapport E_b/N_0 et il y a une absence du courbe dans les résultats de simulation à partir 10 dB, c.-à-d. le BER égale à zéro. Donc ($E_b/N_0 \geq 10$ dB) est suffisant pour une transmission TH-PAM-UWB sans erreurs, aussi nous pouvons remarquer qu'on peut obtenir un meilleure BER si le nombre d'utilisateurs est plus petit.

Dans la figure III.24 et figure III.25 où le débit de transmission est 40 Mbps nous pouvons remarquer que la courbe de simulation coïncide avec la courbe semi analytique pour un faible E_b/N_0 (5 dB) et quand ce dernier augmente nous voyons l'émergence d'un écart entre les deux courbes, cet écart apparaît parce que nous avons utilisé un débit de transmission doublé, pour atteindre la limite du courbe semi-analytique il suffit juste augmenter le nombre d'impulsions par l'augmentation du nombre de bits. Comme l'état précédant le BER s'annule pour un E_b/N_0 (10dB) dans le cas des 5 utilisateurs et pour (15dB) dans le cas du 10 utilisateur. Donc on peut conclure que la validité de l'approximation

(SGA) est meilleure quand le débit de transmission est moins élevée et le nombre d'utilisateurs est le plus petit. Ces résultats confirment aussi que le système TH-PAM-UWB est plus performant que le système TH-PPM-UWB.

III.7 MUI basée sur la méthode de Packet collision (PC)

Dans cette section, nous allons analyser MUI à partir d'une perspective différente, qui tente de prendre en compte la façon dont l'information est structurée et transmis, les bits d'information sont généralement regroupés en grandes unités d'information appelées paquets (packets). Nous allons concentrer l'analyse sur les interférences multi-utilisateurs causées par les collisions des impulsions.

Nous considérons ici un réseau asynchrone comme un réseau ad-hoc dans lequel les utilisateurs asynchrones transmettent les informations de manière non coordonné. En transmission asynchrone l'arrivée des paquets peut être modélisée par une distribution de Poisson, chaque paquet contient une série des bits et chaque bit est représenté par N_f impulsions portant l'information d'un bit, l'arrivée d'impulsions au niveau du récepteur peut être modélisée comme un processus de Poisson lui-même. La probabilité qu'une ou plusieurs impulsions vont entrer en collision avec l'impulsion utile lorsque les utilisateurs (N_u) actifs transmettent dans l'espace libre est exprimée comme suit [42]:

$$\Pr_{PulseCollision} = 1 - e^{\left(-2(N_u-1)\frac{T_b}{T_f}\right)} \quad (III.57)$$

Avec la probabilité d'erreur c'est est :

$$\Pr_{PulseError} = 0.5 \Pr_{PulseCollision} \quad (III.58)$$

Donc le bit est erroné, lorsque plus de $\frac{N_f}{2}$ erreurs d'impulsion se produisent.

Alors, la probabilité d'erreur par bit est exprimée [42] [39]

Par conséquent, La probabilité de la transmission correcte est donnée par :

$$\Pr_{correctbit} = 1 - \Pr_b = 1 - \sum_{i=\left[\frac{N_f}{2}\right]}^{N_f} \binom{N_f}{i} \Pr_{PulseError}^i (1 - \Pr_{PulseError})^{N_f-i} \quad (3.60)$$

La figure III.26 montre la performance du modèle PC (Pocket Collision); en terme de nombre d'utilisateurs en fonction du BER pour différentes Valeurs de durée de l'impulsion T_p .

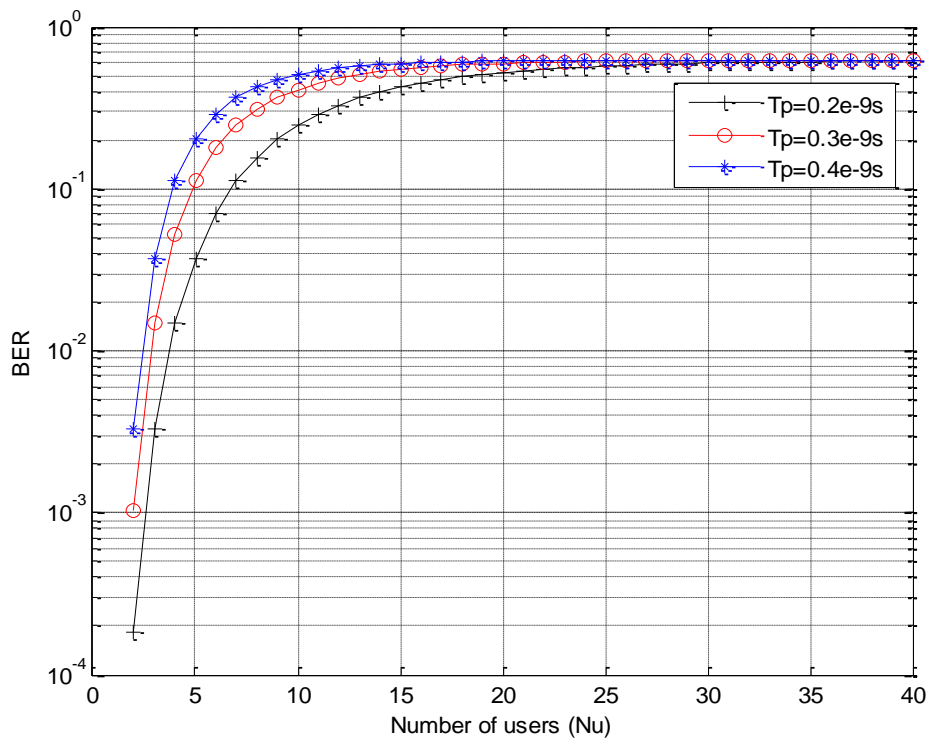


Figure III.26 Performance de model PC Pour différentes valeurs de T_p

D'après cette figure nous pouvons voir que la probabilité d'erreur augmente rapidement avec le nombre d'utilisateurs en raison du nombre plus élevé de PCs. Pour un nombre d'utilisateurs donné, la probabilité d'erreur diminue avec la diminution de la durée d'impulsion T_p .

Dans la figure III.26 nous allons évaluer les performances du système TH-UWB basé sur le model PC en terme de nombre d'utilisateurs en fonction du BER, en augmentant le nombre d'occurrence d'impulsion par bit N_p .

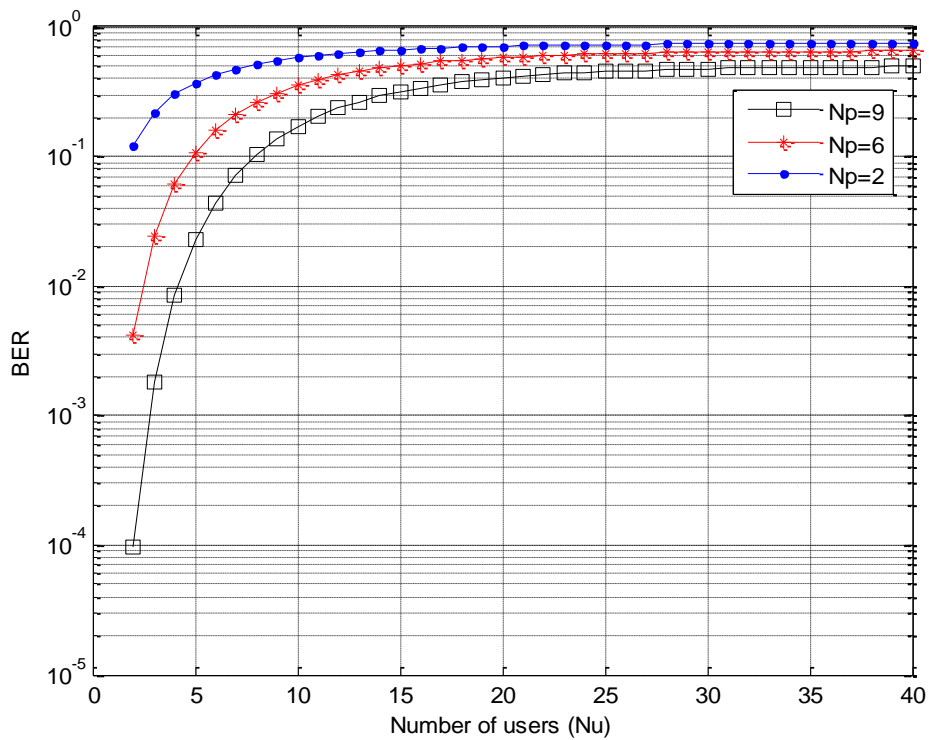


Figure III.27 Performance système UWB basé sur le model PC pour des différentes Valeurs de N_p (nombre l'impulsion par bit)

La figure III.27 montre que la performance du système UWB basé sur le model PC est meilleure quand le nombre d'occurrence d'impulsion (N_p) augmente, mais ce dernier dépend aussi des autres paramètres tel que le débit binaire (R_B) et la durée de l'impulsion T_p .

La figure III.28 présente une comparaison en terme du nombre d'utilisateurs en fonction du BER entre les performances du système UWB basé sur le modèle PC et le système UWB basé sur les hypothèses de L'approximation gaussienne SGA pour le TH-PAM et le TH-PPM.

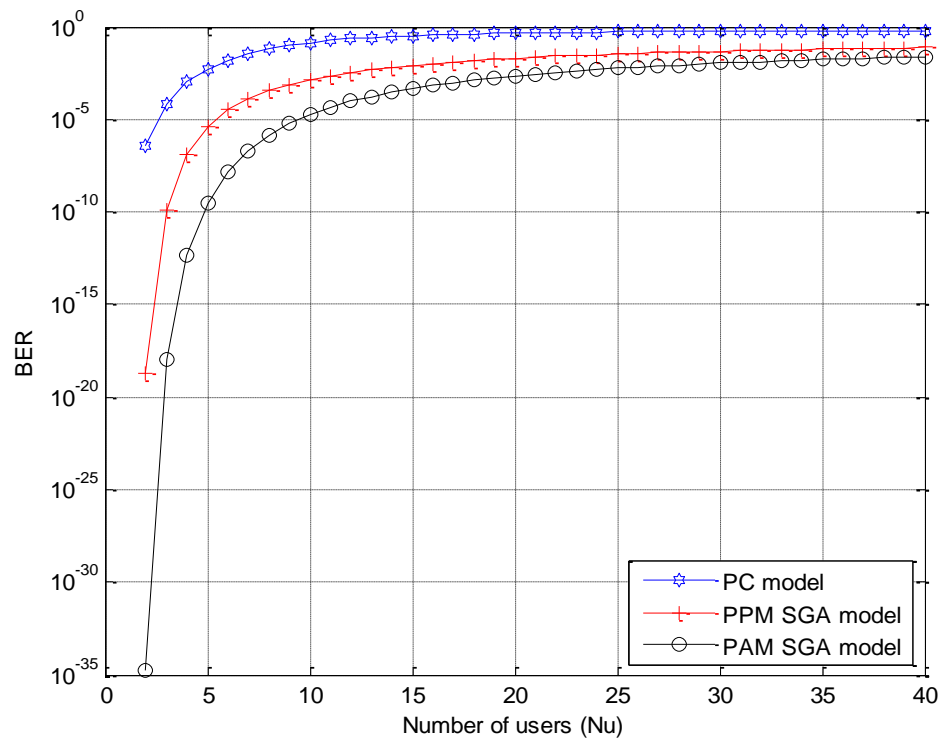


Figure III.28 comparaison entre le système UWB basé sur le model PC et le système TH-UWB basé sur le model SGA

Nous remarquons, d'après la figure ci-dessus, que lorsque le nombre des utilisateurs (MUI) augmente, la différence entre les résultats avec SGA et le modèle PC diminue et vice versa. Cependant, l'approche de l'approximation SGA montre des meilleurs résultats par rapport au model PC.

III.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté le système TH-PPM-UWB et à partir d'une approche analytique développée, on a déterminé les performances de ce système en considérant, en premier temps, l'émission d'un seul utilisateur à travers un seul trajet dans un canal AWGN. Nous avons de même présenté le système TH-PAM-UWB et nous avons pu évaluer ses performances. D'après les résultats et dans le cas d'un mono-utilisateur, nous avons constaté que le système TH-PAM-UWB est plus performant que le système TH-PPM-UWB.

D'autre part, nous avons traité un point crucial en IR-UWB qui est le problème des interférences multi-utilisateurs MUI dans l'objectif d'analyser l'influence des différents paramètres sur le système TH-UWB pour la modulation PPM et PAM. Nous avons effectué une approche analytique pour les deux systèmes où nous avons calculé le BER basée sur l'approximation SGA. Nous avons évalué à partir des résultats semi-analytique de cette technique d'approximation l'influence des différents paramètres sur les systèmes considérés tel que ; le nombre d'utilisateurs, le débit de transmission, les formes d'ondes en considérant différents scénarios. D'après les résultats semi-analytiques trouvés, le système TH-PAM-UWB présente des meilleures performances même dans le contexte MUI.

Ensuite, pour voir la validité de l'approximation SGA, nous avons effectué une simulation en utilisant la méthode de Monté-Carlo pour comparer les deux méthodes. On a constaté d'après les résultats trouvés que la validité de cette méthode est meilleure pour certain cas c.-à-d. la validité est prouvée partiellement.

Pour le même objectif, nous avons étudié l'interférence multi-utilisateur basée sur le modèle PC (Packet collision) en tenant compte de la collision des paquets. Les performances de cette approche ont été évalué en considérant l'influence des différents paramètres tel que ; la durée de l'impulsion et le nombre des impulsions par bit. Enfin, nous avons comparé les performances des deux modèles d'approximation SGA et PC. Les résultats ont montré que le traitement des MUI basé sur le modèle SGA est plus performant que le modèle PC en termes du BER et que le système TH-PAM-UWB présente toujours des meilleures performances.

CONCLUSION GÉNÉRALE

IV. CONCLUSION GENERALE

Le développement de futurs systèmes de communication basés sur la technologie IR-UWB nécessite une parfaite connaissance de tous leurs éléments constitutifs. En particulier, le canal de propagation qui impose des limites fondamentales aux performances de ces systèmes en termes de portée et de débit. Le choix de modulation, les techniques d'émission, forme d'ondes, ainsi que les stratégies de réception du signal IR-UWB dépendent largement du comportement du canal de propagation dans les environnements multi-utilisateur.

Le travail exposé dans ce mémoire de master se base sur l'étude des performances des systèmes UWB à saut temporel en présence des interférences multi-utilisateurs.

Nous avons commencé par la présentation de la technologie ultra large bande et ses atouts majeurs. Les principales caractéristiques de l'ULB qui ont été définies, justifient l'engouement actuel du monde des télécommunications pour cette technologie et attribuent à celle-ci le statut d'un candidat potentiel et prometteur afin de répondre à cette demande en débits de plus en plus élevés

La seconde partie a été consacrée à la description du formalisme d'émission et de réception en IR-UWB, particulièrement les formes d'ondes, les types de modulation et la technique d'accès multiple à saut de temporel (TH-UWB). Nous avons vu aussi que les communications radio ont souvent besoin d'un modèle du canal plus élaboré prenant en compte les atténuations et les évanouissements. Enfin et pour optimiser la réception, de nombreuses options de sélection et de combinaison ont été présentées pour constituer les récepteurs RAKE.

Dans la dernière partie, nous avons traité un point crucial en IR-UWB qui est le problème des interférences multi-utilisateurs MUI dans l'objectif d'analyser l'influence des différents paramètres sur le système TH-UWB pour la modulation PPM et PAM. Nous avons effectué une approche analytique pour les deux systèmes où nous avons calculé le BER basée sur l'approximation SGA. Ensuite, nous avons effectué une simulation en utilisant la méthode de Monté-Carlo et nous avons comparé les deux méthodes pour prouver la validité de l'approximation SGA. Pour le même objectif, nous avons étudié l'interférence multi-utilisateur basée sur le modèle PC (Packet collision) en tenant compte de la collision des paquets. Enfin, nous avons comparé les performances des deux modèles d'approximation SGA et PC. Les résultats ont montré que le traitement des MUI basé sur le modèle SGA est plus performant que le modèle PC en termes du BER et que le système TH-PAM-UWB

présente toujours des meilleures performances.

Les simulations ont montrées aussi que les performances liées au signal IR-UWB et plus généralement au système complet reposent sur les choix des paramètres de la modulation, nombre d'utilisateurs et le débit de transmission, mais aussi beaucoup sur la forme d'onde des impulsions. Nous avons vu que les choix sont nombreux et qu'il sera donc difficile de déterminer la solution la mieux adaptée. Alors, l'interférence multi-utilisateurs (MUI) est un facteur important qui doit être pris en compte lors de la conception des systèmes de communication IR-UWB.

Nous proposons, en perspectives de ce travail, d'évaluer les performances du système en présence d'autres paramètres, puisqu'il s'agit d'un système à multi utilisateur. La méthode semi-analytique ouvre aussi certaines voies de recherche intéressantes. nous pourrons, par exemple, utiliser les critères d'estimation et d'optimisation pour faciliter le choix des paramètres.

Il serait aussi intéressant de traiter le système TH-UWB basé sur une modulation hybride PPM et PAM.

REFERENCES

- [1] Pascal Pagani ; « Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande », Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées de rennes, le 28 novembre 2005.
- [2] Asma Ouardas ; « Contribution à l'étude des systèmes Ultra Large Bande TH-UWB coopératifs », Thèse de doctorat, université Djilali Labbes de Sidi- Bel-Abbes , le 02/07/2018.
- [3] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, and B. Uguen, « Communications Ultra Large Bande, Le canal de propagation radioélectrique », Lavoisier, Ed. Hermès Science, 2007.
- [4] H .GHANNOUM, « Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain », Thèse de doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de paris, le 11 Décembre 2006.
- [5] F.S.BAHRI, « Contribution à L'étude Des Systèmes Ultra Wide Band Différentiels », Thèse de doctorat, l'école national D'ingénieur De TUNIS en cotutelle avec L'école national Supérieure des Télécommunication De BRETAGNE ,2009
- [6] H. Sheng, A. M. Haimovich, A. F. Molochs, and J. Zhang, « Optimum combinant for time hopping impulse radio UWB Rake Receivers » , in Proc. IEEE Conf. Ultra Windelband Système and Technologies, 2003, pp. 224–228.
- [7] Win, M.Z., Chrisikos, G. and Sollenberger, N. R. « Performance of RAKE reception in dense multipath channels: implications of spreading bandwidth and selection diversity order », IEEE Journal on Selected Area in Communications, Vol. 18, No. 8, pp. 1516–1525, 2000.
- [8] Yang, S. and Belfiore, J.-C.; « Optimal space-time codes for the MIMO amplify-and-forward cooperative channel », IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 53, No, 2, pp. 647–663, 2007.
- [9] Yin, C. and Yue, G.; « Optimal impulse response shortening for discrete multitone transceivers », Electronics Letters, Vol. 34, No. 1, pp. 35–36, 1998.
- [10] K. Popovski, B.J. Wy socki, T.A .Wysocki, « Performance Comparaison Of UWB Hopping Codes in a Multi-User Riche Squatteront Environnement », IEEE Conférence in

vehicular, pp.1864-1868, 2006.

- [11] M. Z. Win and R. A. Scholtz, « Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels: a communication theoretic view, » IEEE Journal on Selected Areas Communications, vol.20, no.9, pp.1613-1627, Dec. 2002.
- [12] R.M. Morey, « Geophysical surveying system employing electromagnetic impulses ». U.S. Patent no. 3, pp. 806,795, 1974.
- [13] R.S Vickers, « Ultra-wideband radar-potential and limitations, » IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.1, pp.371-374, 1991.
- [14] M.Ressler, L.Happ, L.Nguyen, Ton Tuan, M.Bennett, « The Army Research Laboratory ultra-wide band test bed radars, » IEEE International Radar Conference, pp. 686-691, 1995.
- [15] L. BENNETT et G. F. ROSS, « Time-domain electromagnetics and its application », IEEE Proceedings, vol. 66, no 3, pages 299–318, mars 1978.
- [16] J. D. TAYLOR, « Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems » Boca Raton : CRC Press, 1995.
- [17] T. W. BARRETT, « History of ultrawideband (UWB) radar & communications :Pioneer and innova tors », in Progress in Electromagnétique Symposium, Cambridge, MA, USA, juillet 2000.
- [18] C. FOWLER, J. ENTZMINGER, et J. O. CORUM, « Assessment of ultrawideband (UWB) technologie », IEEE Aerospace and Electronique Systems Magazine, vol. 5, no 11, pages 45–49, novembre 1990.
- [19] R. A. SCHOLTZ, « Multiple Access with time-hopping impulse modulation », in IEEE Militari Communications Conférence, Bedford, MA, USA, vol. 2, pages 447–450, octobre 1993.
- [20] R. A. SCHOLTZ et M. Z. WIN, « Impulse radio », in Wireless communications :TDMA vs. CDMA (S. GLISIC et P. A. LEPPÄNEN, éd.), Norwell : Kluwer, 1997.
- [21] J. FOERSTER, E. GREEN, S. SOMAYAZULU, et al., « Ultra-Windelband technologie for short- or medium-range Wireless communications », Intel Technologie

Journal, 2001.

- [22] FCC, « First report and order, revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission système », Document technique ET Doc ket 98-153, FCC, avril 2002.
- [23] T-A Phan , Vladimir Krizhanovskii , Seok-Kyun Han , and Sang-Gug Lee , and Nae-Soo Kim, « 7th Pulse Derivative Gaussian Pulse Generator for Impulse Radio UWB», Auto-ID Labs White Paper
- [24] B.M. Lachlan, M. Ghavami and R. Kohno, « MultiplePulse Generator for Ultra-Wideband Communication using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses », IEEE conference, 2002
- [25] F D. MARCHALAND, « Architectures et Circuits dédiés aux Émetteurs Ultra Large Bande Bas Débit », Thèse de doctorat, Université de Marne-La-Vallée, Décembre 2007.
- [26] R. Scholtz, « Multiple access with time-hopping impulse modulation, », Conference record of the IEEE Military Communications Conference. MILCOM'93. vol. 2, pp. 447–450, 1993.
- [27] M. Z. Win and R. A. Scholtz, « Ultra-wide bandwidth time-hopping spread spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications, » IEEE Transactions on Communications, vol. 48, no. 4, pp. 679–689, 2000.
- [28] Anne-Laure DELEUZE, « Contributions à l'étude des systèmes ultra large bande par impulsions ». Thèse de doctorat à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris –France, 2006.
- [29] A.Naanaa,Z.B.Jemaa, and S.Belghtith, « Averse Collision Number Criterion for TH-UWB code selection », IEEE Conference On Wireless and Mobile Communications,pp.122-127,2009.
- [30] Moez HIZEM, « Etude De Performance Et Synchronisation d'un Système De Transmission UWB », Thèse de doctorat à l'École Nationale d'Ingénieurs de Tunis 2011.
- [31] S. Yang, I. Darwazeh « UWB Propagation Channel Modelling », Département of Electronic and Electrical Engineering, University College London, 2005.

- [32] E. Guéguen, « Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multi bandes OFDM », Thèse de Doctorat l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes France 2009.
- [33] H. SIZUN, « Radio Wave Propagation for Telecommunication Applications », Berlin: Springer;2005.
- [34] S.TEKOME , « Etude et conception d'une couche physique UWB –IR pour les réseaux BAN », Thèse de doctorat ,Université de paris –Est ,Novembre 2012.
- [35] W. Malik , C. Stevensand and D. Edwards, « Multipath effects in ultrawideband rake reception », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, No. 2, pp. 507-514, 2008.
- [36] J. G. Proakis, « Digital Communications, 3rd edition. », McGraw and Hill, Eds., 1995.
- [37] M. Z. Win and R. A. Scholtz, « Energy capture vs. correlator resources in ultrawide bandwidth indoor wireless communications channels » in Proceeding of MILCOM 97, vol. 3, 1997, pp. 1277–1281.
- [38] G. L. Turin, « Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio », Proceedings of the IEEE, vol. 68, no 3, pp. 328–353, mars 1980.
- [39] M.G. Dibenedetto and G.Giancola, « Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamental ». Livre, Prentice Hall, 2004.
- [40] J.Fiorina, « Performances des systèmes de communication Ultra Large Bande à impulsions radio Time Hopping Impulse Radio Ultra Wide Band (TH-IR-UWB) ». Thèse de doctorat à l'Université PARIS XI. Paris -France 2005
- [41] A. Maaref, S. Elahmar and M.Bouziani, « Performance Analysis of PC and SGA models for UWB using Modified Hermite », 16 th conference on Sciences of Electronics (SETIT), pp.558-562, 2012.
- [42] H.Soni, U.B. Desai, S.N. Merchant, « Packet collision based Multiuser Interference (MUI) analysis for TH-PAM and TH-PPM ultra wideband (UWB) system », Indian Institute of Technology Bombay, IEEE Xplore 2008.