

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : TELECOMMUNICATION

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par

- KAHOUL Abdelbasset
- LARGUET Mohieddine

Intitulé

*Performances d'un système de communication TH-UWB en
présence de multi-trajets*

Evalué le : 15/09/2021

Par la commission d'évaluation composée de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>Pr. ROUBAH Khaled</i>	<i>Professeur</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Dr. FLISSI Mustapha</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Pr. BOUTTOUT Farid</i>	<i>Professeur</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2020/2021

**Performances d'un système de communication
TH-UWB en présence de multi-trajets**

Remerciement

Louange à notre seigneur 'ALLAH' qui nous a doté de la merveilleuse faculté de raisonnement. Louange à notre créateur qui nous a incité à acquérir le savoir. C'est à lui que nous adressons toute notre gratitude en premier lieu.

C'est avec une profonde reconnaissance et considération particulière que nous remercions à notre encadreur Monsieur « Mustapha Flissi » pour son soutien, conseils judicieux et sa grande bienveillance durant l'élaboration de cette mémoire et pour avoir bénéficié de ses compétences scientifiques et aussi pour sa disponibilité.

Nous tenons aussi à remercier nos chères familles pour leur soutien, leur engagement et leur amour inconditionnel.

SOMMAIRE

Liste des Figures.....
Liste des Abréviations.....
Résumé
Introduction Générale	1
Chapitre I : Technologie UWB
I.1 Introduction.....	2
I.2 Définitions et terminologie	2
I.2.1 Largeur de bande UWB	2
I.2.2 Dispositif et Facteur d'activité UWB.....	2
I.2.3 Facteur d'utilisation d'un émetteur d'impulsions	3
I.3 Comparaison entre UWB et les systèmes à bande étroite	3
I.4 Normes IEEE.....	4
I.5 Réglementation.....	4
I.5.1 Réglementation Américaine.....	4
I.5.2 Réglementation dans le reste du monde.....	5
I.6 Les Applications de la technologie ULB	7
I.6.1 Systèmes d'imagerie radar.....	7
I.6.2 Systèmes radar de véhicule	8
I.6.3 Systèmes de communication	8
I.7 Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande	8
I.7.1 Faible susceptibilité à l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples	8
I.7.2 Insensibilité au brouillage	9
I.7.3 Communications protégées	9
I.7.4 Simplicité relative des systèmes.....	9
I.7.5 Propriétés de pénétration.....	10
I.8 Défis du ULB	10
I.9 Conclusion.....	11
Chapitre II : Système TH-UWB
II.1 Introduction	12
II.2 Système d'émission	12
II.2.1 Emetteur UWB	12
II.2.2 L'impulsion élémentaire.....	12

II.2.3 Les Modulations associées.....	13
II.2.3.1 Les Modulations d'amplitude.....	13
II.2.3.2 Modulation de position PPM.....	14
II.2.3.3 Pulse Shape modulation (PSM).....	15
II.2.4 Techniques d'accès multiple par sauts temporel (Time-Hopping (TH)).....	15
II.3 Modèle du canal IEEE 802.15.3a	18
II.4 Système de réception	19
II.4.1 Récepteur cohérent	20
II.5 Conclusion	21

Chapitre III : Résultat Et Discussions.....

III.1 Introduction.....	22
III.2 Génération de signal TH-UWB.....	22
III.2.1 Signale TH-PPM	22
III.2.2 Signale TH-PAM.....	24
III.2.3 Signale TH-BPSK	26
III.2.4 Signale TH-PSM	28
III.3 Effet de canal	33
III.3.1 Le Canal AWGN	34
III.3.2 Le Canal multi-trajet.....	36
III.4 La réception du signal TH-UWB.....	40
III.4.1 Le signal TH-UWB à la réception.....	41
III.4.2 Résultat de la corrélation dans le cas de TH-BPSK	42
III.4.3 Résultat de la corrélation dans le cas de TH-PSM	44
III.4.4 Résultat de la corrélation dans le cas de TH-PPM	46
III.5 Performances du Système TH-UWB.....	48
III.5.1 Erreur d'estimation de canal	48
III.5.2 Le taux d'erreur binaire BER.....	49
III.6 Conclusion	51

Conclusion Générale..... 52

Références Bibliographiques.....

Liste des Figures

Figure I.1. Comparaison des caractéristiques spectrales entre des signaux NB et UWB	3
Figure I.2. Masque d'émission UWB de la FCC pour les systèmes indoor et outdoor	5
Figure I.3. Masque d'émission UWB de l'ECC	6
Figure I.4 : Les applications de la technologie ULB.	7
Figure I.5. Propagation par trajets multiples.	9
Figure II.1. Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en OOK.....	13
Figure II.2. Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en BPSK.....	14
Figure II.3. Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PPM.....	14
Figure II.4. Bit de données transmis pour modulation BPAM avec diffusion TH.	16
Figure II.5. Bit de données transmis pour modulation PPM avec diffusion TH.....	16
Figure II.6. Bit de données transmis pour modulation PSM avec l'étalement TH.	17
Figure II.7. Représentation du domaine temporel des techniques d'étalement TH-UWB	17
Figure II.8. Profile puissance-retard selon le formalisme Saleh-Valenzuela.....	18
Figure II.9. Exemple de réalisation de canaux issus des modèle CM1, CM2, CM3 et CM4.....	19
Figure II.10. Récepteur cohérent (Corrélateur).....	20
Figure II.11. Structure générale du récepteur RAKE.....	21
Figure III.1. Transmission TH-PPM dans le domaine temporel.....	23
Figure III.2. Transmission TH-PPM dans le domaine temporel et fréquentiel.....	24
Figure III.3. Spectre de transmission TH-PPM (avant et après l'étalement)	24
Figure III.4. Transmission TH-PAM dans le domaine temporel	25
Figure III.5. Transmission TH-PAM dans le domaine temporel et fréquentiel.....	26
Figure III.6 Spectre de transmission TH-PAM (avant et après l'étalement).....	26
Figure III.7. Transmission TH-BPSK dans le domaine temporel.....	27
Figure III.8. Transmission TH-BPSK dans le domaine temporel et fréquentiel.....	28
Figure III.9. Spectre de transmission TH-BPSK (avant et après l'étalement)	28
Figure III.10. Une impulsion de polynômes Hermite modifiés d'ordre 2.....	29
Figure III.11. Spectre d'Une impulsion de polynômes Hermite modifiés d'ordre 2.....	29
Figure III.12. Une impulsion de polynômes Hermite modifiés d'ordre 5.....	30
Figure III.13. Spectre d'Une impulsion de polynômes Hermite modifiés d'ordre 5.....	30

Figure III.14. Transmission TH-PSM dans le domaine temporel.....	31
Figure III.15. Transmission TH-PSM (zoomé) dans le domaine temporel	32
Figure III.16. Transmission TH-PSM dans le domaine temporel et fréquentiel.....	32
Figure III.17. Spectre de transmission TH-PSM (avant et après l'étalement)	33
Figure III.18. L'effet du canal AWGN au Signal TH-BPSK.....	34
Figure III.19. Signal TH-BPSK à deux niveaux de SNR différents	35
Figure III.20. Une comparaison entre le signal original et un signal bruité	36
Figure III.21. Signal TH-BPSK dans le canal multi-trajets	36
Figure III.22. Train d'impulsions	37
Figure III.23. Effet du multi-trajet sur l'impulsion de monocycle gaussien	38
Figure III.24. L'effet du multi-trajet sur l'impulsion des ondelettes.....	39
Figure III.25. L'effet du multi-trajet sur l'impulsion Hermite modifiée d'ordre 5	40
Figure III.26. Le signal reçu	42
Figure III.27. Résultat de la multiplication au corrélateur (transmission TH-BPSK)	43
Figure III.28. Signal TH-BPSK à l'émetteur et le signal de référence au récepteur	44
Figure III.29. Résultat de la multiplication au corrélateur (transmission TH-PSM)	45
Figure III.30. Comparaison entre le signal TH-PSM et le signal de référence (zoomé)	45
Figure III.31. Résultat de la multiplication au corrélateur (transmission TH-PPM)	46
Figure III.32. Comparaison entre le signal TH-PPM et le signal de référence (zoomé)	47
Figure III.33. MSE du délai estimé.....	49
Figure III.34. Performances du BER (TEB)	50

Liste des Abréviations

AWGN : Additive White Gaussian Noise

BER : Bit Error Rate

BPSK : Binary Phase Shift Keying

CEPT : European Conference of Postal and Telecommunications Administrations

CM : Channel Model

DA : Data Aided

DAA : Detect And Avoid

DSP : Densité Spectrale de Puissance

EIRP : Equivalent isotropic radiated power

FCC : Federal Communications Commission

GPR : Ground Penetrating Radar

GSM : Global System for Mobile Communications

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

IR : Impulse Radio

LDC : Low Duty Cycle

LOS : Line of Sight

MHPF : Modified Hermite Polynomial Funct

ML : Maximum Likelihood

MSE : Mean Square Error

NB : Narrow Band

NLOS : Non Line of Sight

OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OOK : On-Off Keying

PAM : Pulse Amplitude Modulation

PPM: Pulse Position Modulation

PR : Pseudo Random

PSM : Pulse Shape Modulation

PSWF : Prolate Spheroidal Wave Function

SNR : Signal-to-Noise Ratio

SV : Saleh-Valenzuela

TH : Time-Hopping

THC: Time-Hopping Code

UWB : Ultra Wide Band

WPAN : Wireless Personal Area Network

WLAN : Wireless Local Area Network

Abstract

Ultra-Wide Band (UWB) is a technology based on emitting pulses with very short duration wirelessly with high data rates speed. in this project of Master, we are interested in studying an UWB communication system that uses the time hopping spreading technique (Time Hopping-UWB) in a multi-path environment. a simulation of transmission link was performed to evaluate its performance under different scenarios. This link consisted of a TH-UWB block transmitting with four different modulation options, UWB channel model, and finally of a RAKE receiver which uses a channel estimation based on maximum likelihood method (ML) to compensate the received signals.

Keywords: UWB, multi-path, TH-UWB, RAKE, channel estimation, ML

Résumé

L'Ultra-Large Band (ULB) est une technologie d'émission d'impulsions de très courte durée sans fil avec des débits de données élevés. Dans ce projet de Master, on s'intéresse à étudier un système de communication ultra-large bande qui utilise la technique d'étalement à saut de temps (Time hopping- Ultra-Wide Band (TH-UWB)) dans un environnement multi-trajets. Une simulation de liaison TH-UWB a été réalisée afin d'évaluer ses performances sous différents scénarios. Cette liaison est composée d'un bloc d'émission TH-UWB avec quatre options de modulation différentes, d'un modèle de canal UWB et enfin d'un récepteur RAKE qui utilise une estimation de canal basée sur la méthode du maximum de vraisemblance (ML) pour compenser les signaux reçus.

Mots Clés : ULB, multi-trajets, TH-UWB, RAKE, estimation de canal, ML

ملخص

تقنية النطاق فائق العرض هي تقنية تعتمد على اصدار نبضات قصيرة جداً لاسلكياً مع سرعة تدفق بيانات عالية. في مشروع الماجستير هذا، اهتمنا بدراسة نظام اتصالات Ultra-Wide Band يستخدم تقنية توزيع تعتمد على قفزات زمنية (Time hopping-UWB) في بيئة متعددة المسارات. تم إجراء محاكاة لوصلة البث لتقييم أدائه في ظل سيناريوهات مختلفة. وتتألف وصلة البث هذه من وحدة ارسال TH-UWB ترسل بأربعة خيارات تعديل مختلفة، ونموذج قناة UWB، وأخيراً من مستقبل RAKE يستخدم تقدير القناة على أساس طريقة الاحتمال الأقصى (ML) لتعزيز الإشارات المستقبلية.

كلمات مفتاحية: UWB، المسارات المتعددة، TH-UWB، RAKE، تقدير قناة، ML

Introduction Générale

Depuis l'autorisation gratuite de la commission fédéral de communications (Federal Communications Commission- FCC) de la bande de fréquence [3,1-10,6 GHz], cette technologie n'a pas cessé de progresser rapidement en tant que système de communication sans fil à courte portée et à débit de données élevé [1][2]. Les systèmes ULB fonctionnent en utilisant des impulsions de durée très courtes de l'ordre de nanosecondes qui se manifeste par de très grandes largeurs de bande de transmission avec de niveaux de puissance élevés ou faibles. La nouvelle technologie ULB avec ses caractéristiques uniques la rendue très prometteuse à de nombreuses applications différentes telles que la géolocalisation, le positionnement et la communication [3-5].

Dans ce mémoire, nous nous sommes concentrés sur la technique d'étalement à saut de temps TH-UWB qui est largement utilisée dans les systèmes ULB en raison de sa propriété d'étalement (très faibles puissances d'émission), cette technique peut être combinée avec la plupart des modulations en bande de base telles que PAM, PPM, PSM, BPSK, sauf OOK [6]. Étant donné que la transmission UWB utilise des impulsions de durée ultracourtes [7], la modélisation du canal multi-trajet est devenue une tâche difficile et le modèle le plus proche était le modèle Saleh-Valenzuela (SV) adopté par la norme IEEE 802.15.3 [8-10]. Le récepteur TH-UWB est généralement un corrélateur ou plusieurs corrélateurs appelés récepteur RAKE [10] qui utilise une estimation de canal basée sur la méthode du maximum de vraisemblance (ML) pour traiter les signaux reçus. Les performances de la technique TH-UWB ont été examinées sous différents scénarios de simulations.

Le mémoire est organisé autour de trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons les principes, les applications et les défis de la technologie UWB par rapport aux autres technologies existantes.

Dans le deuxième chapitre nous présentons en détail la technique d'accès multiple par répartition de codes de saut temporel TH-UWB.

Le troisième chapitre est consacré aux simulations résultats discussion. Dans ce chapitre, la technique TH-UWB a été implémentée sous MATLAB et tester sous différents scénarios de simulations.

Ce mémoire est clôturé par une conclusion générale.

Chapitre I

Technologie UWB

I.1 Introduction

La technologie UWB est une technologie sans fil qui peut être exploitée à très faible densité de puissance pour la communication à des débits de données élevés sur de courtes distances. Dans ce chapitre, on présente en premier lieu les définitions et terminologie de la technologie UWB. Ensuite, nous présentons la différence entre le système UWB et le système à bande étroite. Puis, nous décrivons les normes IEEE, les réglementations et les applications de la technologie UWB. Nous présentons également les caractéristiques principales de l'UWB.

I.2 Définitions et terminologie

I.2.1 Largeur de bande UWB

Largeur de bande délimitée par les points situés à 10 dB au-dessous du point d'émission par rayonnement le plus élevé, basée sur le système d'émission complet, y compris l'antenne d'émission. Les points à -10 dB correspondant à la fréquence supérieure et à la fréquence inférieure sont désignés respectivement par f_H et f_L . La fréquence centrale f_c d'une émission UWB est représentée par [1] :

$$f_c = \frac{(f_H + f_L)}{2} \quad (\text{I.1})$$

Et la largeur de bande fractionnée d'une émission UWB est définie par [1] :

$$FBW(\%) = \frac{2 \times (f_H - f_L) \times 100}{(f_H + f_L)} \quad (\text{I.2})$$

I.2.2 Dispositif et Facteur d'activité UWB

Un dispositif UWB est un élément rayonnant intentionnellement ou un récepteur qui utilise la technologie UWB et possède une largeur de bande d'au moins 0,5 GHz ou une largeur de bande fractionnée d'au moins 20 % [1].

Un Facteur qui, dans les applications, ne nécessitant pas le fonctionnement continu des dispositifs représente la fraction de temps durant laquelle un dispositif UWB est actif aux fins de l'application [1].

I.2.3 Facteur d'utilisation d'un émetteur d'impulsions

Dans le cas des systèmes UWB à impulsions et durant la période active de l'émetteur UWB, le rapport de la durée de l'impulsion au temps qui sépare le début de deux impulsions adjacentes est appelé le facteur d'utilisation d'un émetteur d'impulsions [1].

I.3 Comparaison entre UWB et les systèmes à bande étroite

Le principe de base de l'UWB impulsionnelle repose sur l'émission d'une impulsion fortement limité dans le temps à l'inverse d'un signal bande étroite (Narrow Band (NB)) dont l'émission se fait en continu. Dès lors, l'analyse fréquentielle d'un signal UWB présente une large occupation spectrale comparée à un signal NB qui comme son nom l'indique occupe une étroite bande de fréquence à l'image des systèmes Global System for Mobile (GSM), Bluetooth ou encore Zig Bee. Ceci s'illustre sur la figure I.1 qui compare qualitativement les spectres d'un signal UWB avec celui d'un signal NB [2].

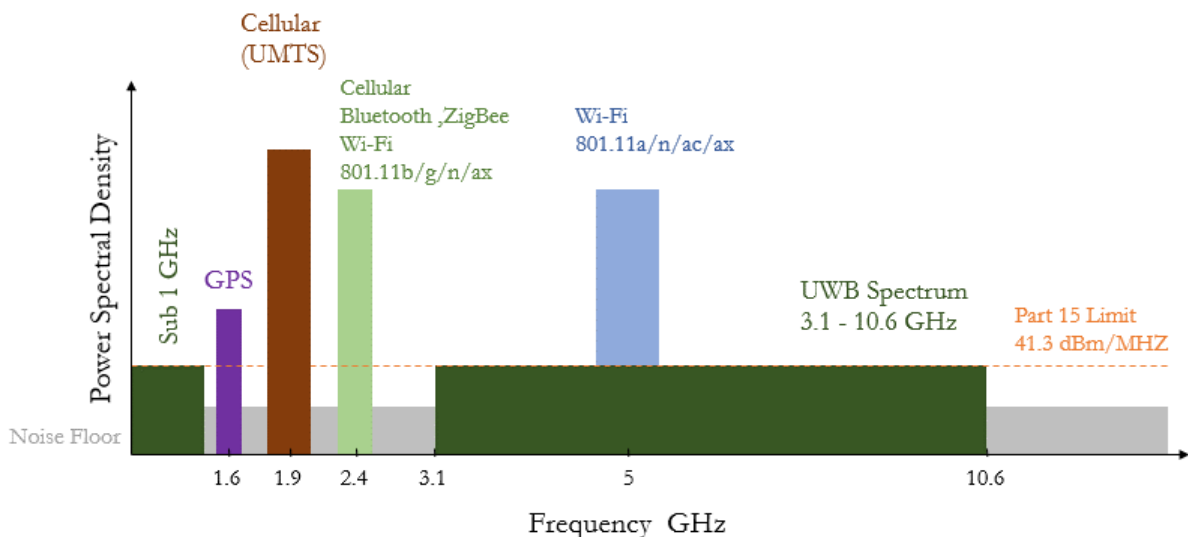


Figure I.1. Comparaison des caractéristiques spectrales entre des signaux NB et UWB

La dénomination UWB est plus synonyme d'une bande de fréquence attribuée par la FCC que d'une technique impulsionnelle car les schémas de modulation mis en œuvre dans les différents standards viennent autant des techniques de type Impulse Radio (IR) que des techniques dérivées des systèmes bande étroite telle que l'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) ou la Frequency Modulation (FM) ou encore des radars avec les chirps [2].

I.4 Normes IEEE

Les comités de normalisation de l'IEEE envisagent l'utilisation de la technologie à bande ultra-large pour les réseaux sans fil à courte portée de faible puissance spécialisés, y compris les réseaux personnels sans fil. Le groupe de travail 3a du comité IEEE 802.15 (IEEE 802.15.3a) élabore actuellement une norme sur la couche physique (PHY) des réseaux personnels sans fil à débits de données élevés (> 100 Mbit/s). De plus, le groupe de travail IEEE 802.15.4a envisage l'utilisation de la technologie à bande ultra-large pour les applications sans fil à courte portée à des débits de données allant de 500 kbit/s à quelques Mbit/s [1].

Certaines propositions faites au groupe de travail 3a sont basées sur la mise en œuvre de l'OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence) multi bande qui divise la bande 3,1-10,6 GHz en un certain nombre de canaux de 528 MHz. D'autres propositions sont basées sur une mise en œuvre d'étalement du spectre en séquence directe qui divise la bande 3,1-10,6 GHz en deux canaux [1].

I.5 Réglementation

I.5.1 Réglementation Américaine

La FCC est l'organisme chargée du la réglementation du spectre à des fins non militaires aux Etats-Unis. Elle entama le processus de régulation de l'UWB en 1998, achevé en 2002 par la mise à disposition de deux bandes de fréquences libre sans licence, notamment les fréquences inférieures à 900MHz et celles comprises entre 3.1 GHz et 10.6 GHz [3][4].

Pour la bande de fréquences de largeur 7.5 GHz, la FCC autorise une puissance EIRP (Effective Isotropic Radiated Power) moyenne de -41.3 dBm/MHz. De plus, la valeur de la puissance crête

pour une bande de 50 MHz est définie à 0 dBm ; la puissance crête maximale est définie ici comme la puissance intégrée dans la bande de fréquence 50MHz, centrée sur la fréquence à laquelle le maximum de puissance est rayonné [4].

La figure I.2 illustre le masque d'émission UWB de la FCC selon la réglementation Américaine pour les systèmes indoor et outdoor [2].

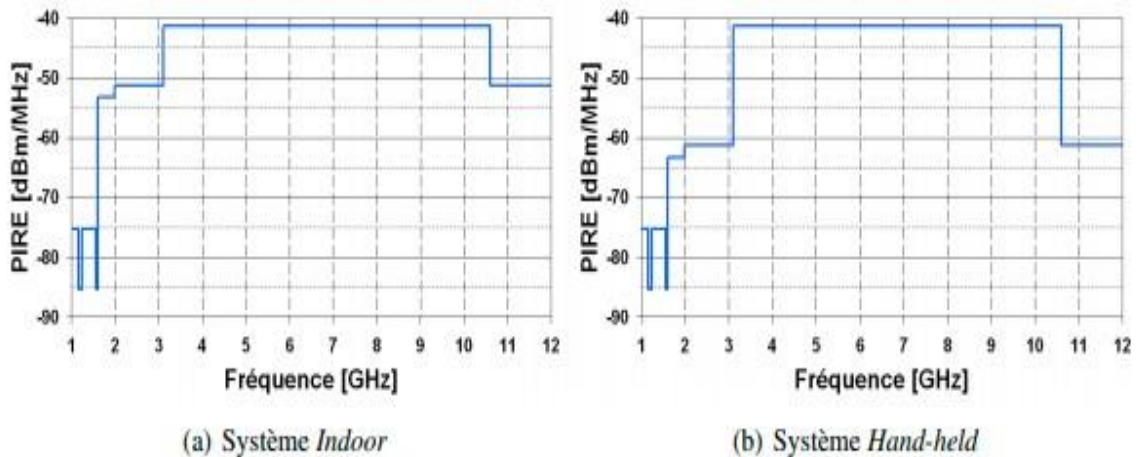


Figure I.2. Masque d'émission UWB de la FCC pour les systèmes indoor et outdoor [2]

I.5.2 Réglementation dans le reste du monde

En basant leur travail sur l'étude menée par les Etats-Unis, l'Europe et l'Asie ont mis plus de temps à établir une réglementation dans leur région. En Europe, c'est l'ECC (Electronic Communications Committee), division de la CEPT, qui a été mandatée par l'ITU pour prendre en charge ce processus de normalisation, et trouver une règle commune aux pays membres. L'Europe et l'Asie ont considéré la même portion de spectre que les USA pour les systèmes UWB, cependant elles n'ont pas attribué une densité spectrale de puissance (DSP) uniforme sur tout le spectre [3].

L'Europe a ainsi divisé les 7.5Ghz de bande en plusieurs sous-bandes afin d'analyser les problèmes d'interférences et de coexistence relatif à chacune d'elles. Les mesures de protection prises à l'égard des systèmes déjà existants s'avèrent ainsi bien plus restrictives que celles de la FCC, avec une volonté européenne de mieux protéger les systèmes compris dans les bandes UNII autour de 5 GHz tels que le Wi-Fi (802.11) ou le WiMax [3].

Deux régions de spectre peuvent être caractérisées dans le masque européen (figure I.3) [2] :

- La bande de fréquences supérieures contenue dans l'intervalle 6 - 8.5 GHz pour laquelle la limite en DSP moyenne est de -41.3dBm/MHz comme aux USA et en dehors de cette bande, la DSP varie entre -90dBm et -65dBm.
- La bande de fréquences inférieures comprise dans l'intervalle 3.1 - 4.8 GHz pour laquelle la DSP peut être admise à -41.3dBm/MHz à une exception près, à condition d'utiliser des techniques LDC (Low Duty Cycle) et DAA (Detect And Avoid) visant à réduire les puissances émises.

L'ouverture des bandes 8,5 - 9 GHz et 3,1 - 3,4 GHz est une décision très récente qui a été prise en octobre 2008 avec obligation d'utilisation des techniques LDC et DAA [4]. De son côté, le Japon a également défini sa bande haute comprise dans l'intervalle 7.25 - 10.6 GHz, ce qui implique que sur les 7.5 GHz alloués à l'UWB, seuls 1.25GHz 7.25 - 8.5 GHz sont communs aux trois régions USA, Japon et Europe, pour une DSP de -41.3dBm/MHz à l'émission [4].

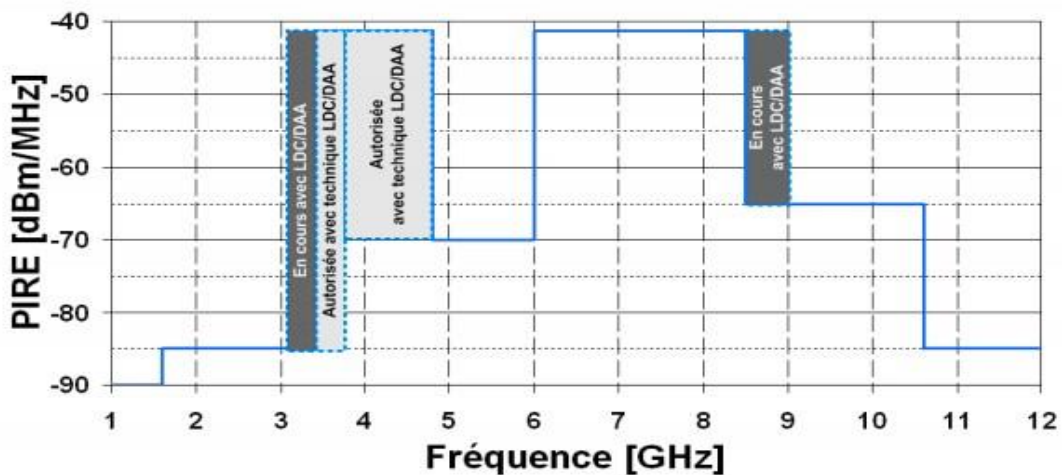


Figure I.3. Masque d'émission UWB de l'ECC [2]

I.6 Les Applications de la technologie ULB

L'un des principaux avantages potentiels des systèmes radio à impulsions est la possibilité d'échanger le débit de données contre la distance de liaison en utilisant simplement des impulsions plus ou moins concaténées pour définir un bit. Sans changer radicalement l'interface radio, le débit de données peut être modifié par plusieurs ordres de grandeur en fonction des exigences du système. Cela signifie cependant que les appareils à haut débit de données (HDR) et à faible débit de données (LDR) devront coexister [6].

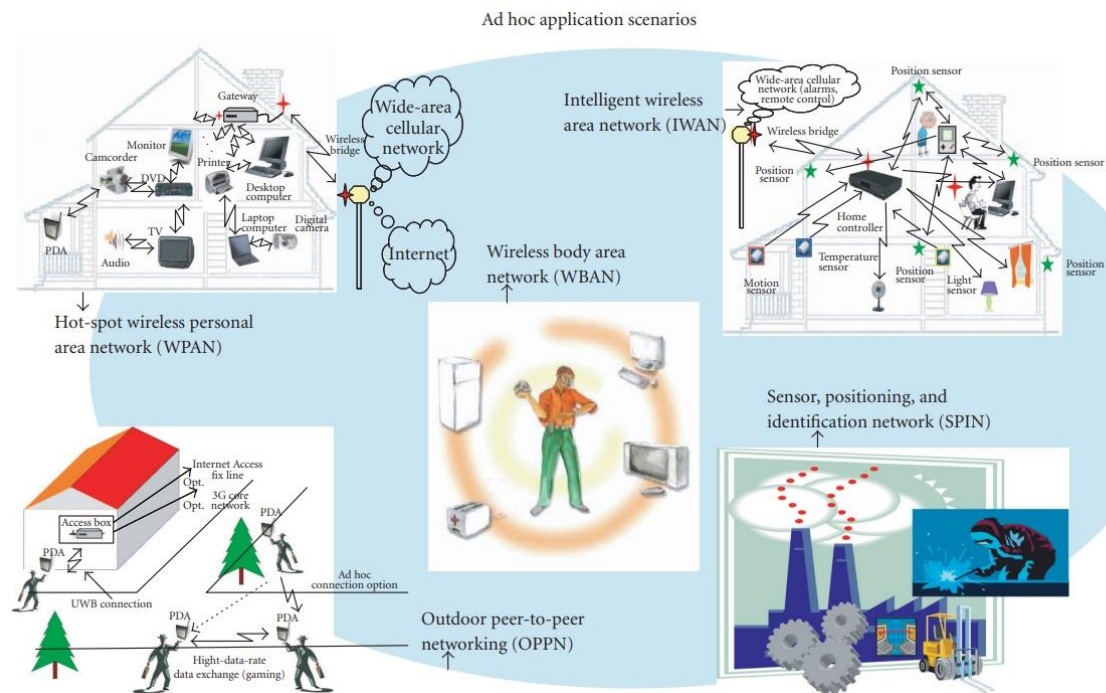


Figure I.4 : Les applications de la technologie ULB [6]

Les applications sans fil de la technologie UWB peuvent être regroupées grossièrement en trois catégories :

I.6.1 Systèmes d'imagerie radar

Cette catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol, d'imagerie de l'intérieur des murs et à travers les murs, d'imagerie médicale, d'imagerie pour la construction et, les réparations à domicile, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. Le signal UWB peut pénétrer dans le sol ou pénétrer dans un mur et même le

traverser pour permettre de détecter ce qu'il cache. Il permet aussi de mesurer les distances avec précision. Le même principe s'applique pour le corps humain [1].

I.6.2 Systèmes radar de véhicule

Cette catégorie comprend les radars d'avertissement de collision, les systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables, les capteurs de perturbation de champ, etc. Les systèmes radar de véhicule peuvent déterminer la distance entre des objets et un véhicule, ou ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule. Les systèmes de cette catégorie sont surtout utilisés par des personnes en déplacement et à l'extérieur, ce qui pourrait accroître le risque de brouillage d'autres services [1].

I.6.3 Systèmes de communication

Cette catégorie comprend les systèmes de communication à courte distance, notamment les réseaux personnels sans fil et les systèmes de mesure (environnements à trajets multiples denses, débits de données élevés) [1].

I.7 Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande

La technologie à bande ultra-large (UWB) possède certaines caractéristiques intéressantes :

I.7.1 Faible susceptibilité à l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples

L'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples peut réduire l'efficacité des systèmes de communication classiques (non UWB). Dans le cas des communications UWB, le signal transmis possède une grande largeur de bande (résolution temporelle très fine) et, comme la fenêtre d'observation au récepteur est étroite, les réflexions multiples avec des retards inférieurs à la nanoseconde peuvent être résolues et additionnées de manière constructive pour donner un gain comparable à celui d'une propagation par trajet unique direct (figure I.5) [1].

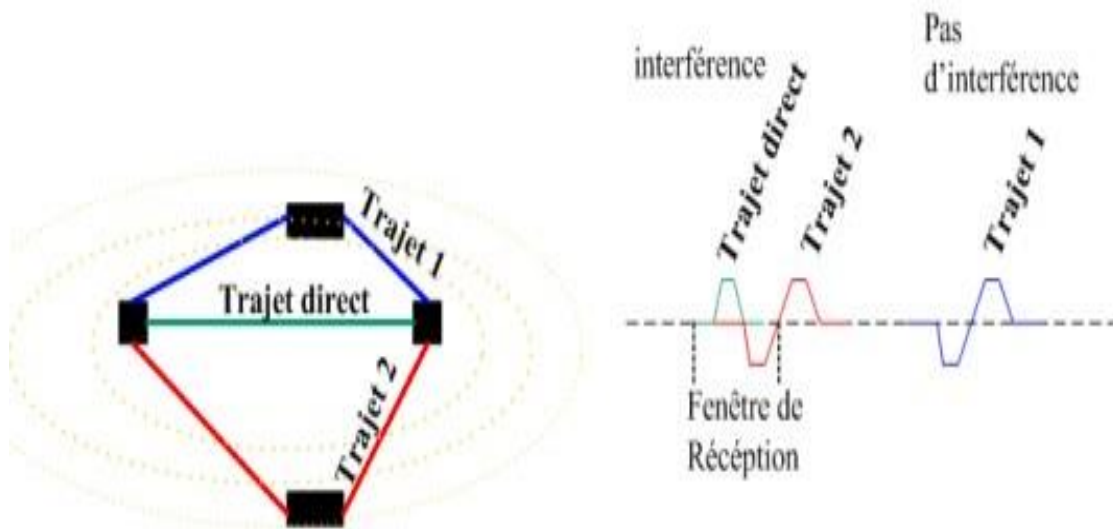


Figure I.5. Propagation par trajets multiples

I.7.2 Insensibilité au brouillage

Une caractéristique importante des systèmes UWB est leur gain de traitement élevé, lequel donne une indication de la résistance d'un système au brouillage [1].

I.7.3 Communications protégées

Les signaux UWB sont plus secrets et potentiellement plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunication classiques, parce qu'ils occupent une grande largeur de bande, peuvent être produits sous une forme semblable au bruit, peuvent être transmis à un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieur au bruit de fond des récepteurs de radiocommunication classiques et peuvent être transmis avec un code de synchronisation unique à des millions de bits par seconde. Ces caractéristiques permettent la transmission protégée de signaux avec une faible probabilité de détection (LPD) et une faible probabilité d'interception (LPI) [1].

I.7.4 Simplicité relative des systèmes

Dans les systèmes de communication sans fil qui utilisent la technologie UWB, l'information de la bande de base peut moduler directement des impulsions courtes au lieu de moduler une onde sinusoïdale. Dans cette forme de mise en œuvre, l'émetteur-récepteur UWB ne comprend aucun synthétiseur à boucle à verrouillage de phase, ni oscillateur commandé par tension, ni mélangeur ni amplificateur de puissance. L'émetteur-récepteur UWB a donc une architecture

relativement simple par comparaison à l'émetteur-récepteur superhétérodyne, ce qui pourrait se traduire par des coûts inférieurs de l'équipement [1].

I.7.5 Propriétés de pénétration

Les signaux UWB ont une bonne capacité de pénétration dans les murs et les obstacles et ils permettent la localisation de grande précision. Ces propriétés seraient également utiles dans des applications telles que l'imagerie médicale [1].

I.8 Défis du ULB

Malgré tous les avantages de l'ULB, plusieurs problèmes fondamentaux et pratiques doivent être traités avec soin pour assurer le succès de cette technologie sur le marché des communications sans fil.

Parmi les défis de l'ULB, quelques-uns peuvent être répertoriés comme suit [5] :

- Conception de code multi-accès.
- Taux d'échantillonnage élevé pour les implémentations numériques.
- Coexistence avec d'autres services et gestion des fortes interférences à bande étroite.
- Suppression des interférences d'accès multiples (MAI).
- Détection et annulation des interférences à bande étroite (NBI).
- Synchronisation du récepteur sur des impulsions extrêmement étroites.
- Modélisation précise des canaux ULB.
- Estimation des retards et des coefficients des canaux multi-trajets.
- La conception adaptative des émetteurs-récepteurs fait partie des problèmes qui nécessitent encore beaucoup d'investigations.

I.9 Conclusion

Comme nous l'avons vu dans ce chapitre, la technologie UWB présente des caractéristiques très intéressantes pour les applications sans fil. Cependant, les restrictions sévères sur la puissance d'émission (puissance maximale inférieure à 0,5mW) ont considérablement limité la gamme d'applications de la technologie UWB à des applications à courte distance. Dans le prochain chapitre on présente en détail la technique TH-UWB.

Chapitre II

Systeme TH-UWB

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter le système de communication UWB à accès multiples par répartition de codes de saut temporel TH-UWB. Pour se faire, nous allons détailler les différentes parties de ce système à savoir l'émetteur avec les différents types de modulations en bande de base, le canal modèle du canal IEEE 802.15.3a et le récepteur RAKE.

II.2 Système d'émission

II.2.1 Emetteur UWB

Les principaux rôles d'un émetteur UWB sont :

- Générer des impulsions courtes.
- Moduler les impulsions suivant le schéma de modulation choisi.
- Préparer le signal pour l'émission par l'antenne (transposition, amplification, filtrage ...).

Un émetteur est généralement composé d'un modulateur et d'un amplificateur. L'on retrouve les données interprétées par le bloc modulateur qui effectue la génération et la mise en forme des impulsions dans le symbole à transmettre [3]. Le signal résultant est amplifié puis filtré afin de fournir un niveau suffisant en sortant de la chaîne d'émission.

II.2.2 L'impulsion élémentaire

Dans la radio impulsionnelle UWB, chaque symbole d'information est associé à N_s trames de durée T_f . La trame est en réalité l'espace temporel où passe une seule impulsion élémentaire $p(t)$ de l'ordre de nanoseconde, conforme aux caractéristiques de l'UWB.

Il existe plusieurs types d'impulsions qui peuvent être utilisées comme impulsions élémentaires du système UWB. La plupart d'entre elles sont basées sur la troncature d'un signal sinusoïdal, ce qui permet la variation de la fréquence de l'impulsion. Plus l'impulsion est étroite, plus l'étalement de fréquence est important. On trouve aussi l'impulsion de type gaussienne ou ses dérivées (monocycles, doublets), permettant d'optimiser le champ rayonné par l'antenne. Cependant, sa forme ne satisfait pas les masques d'émissions des différentes réglementations.

Ainsi, elles ont été remplacées par des ondelettes. Cela permet de translater le signal radio impulsionnelle vers les bandes de fréquence autorisées. Ces nouvelles impulsions équivalent à la multiplication d'une impulsion gaussienne et d'un signal sinusoïdal. La durée de l'impulsion gaussienne définit alors la largeur de bande du signal radio impulsionnelle, et la fréquence du signal sinusoïdal définit sa fréquence centrale [7].

II.2.3 Les Modulations associées

II.2.3.1 Les Modulations d'amplitude

➤ La modulation On-Off Keying (OOK)

La modulation On-Off Keying (tout-ou-rien), aussi connue sous le nom de modulation unipolaire, est une technique simple de modulation impulsionnelle d'amplitude dans laquelle la transmission d'une impulsion correspond à la transmission d'un « 1 » logique tandis que le « 0 » logique est codé par une absence d'impulsion, $b_n \in \{0,1\}$, comme illustré à la figure II.1 l'expression mathématique du signal modulé en OOK peut être donné par [6] :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n p(t - nT_f) \quad (\text{II.1})$$

L'avantage de cette modulation OOK est qu'elle est simple à implémenter et plus adaptée à un récepteur de faible complexité dont en particulier le détecteur d'énergie pour tirer profit de l'énergie disponible. Cependant, une des difficultés pour le récepteur à détection d'énergie est la détermination du seuil optimal de détection, qui délimite l'absence ou la présence de l'impulsion : il est difficile de différencier la présence du signal à l'état « 0 » ou l'absence du signal [6].

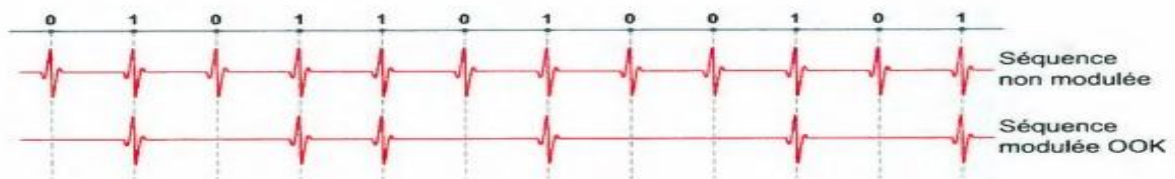


Figure II.1. Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en OOK

➤ La modulation d'amplitude PAM

La modulation d'amplitude PAM consiste à faire varier l'amplitude des impulsions de façon proportionnelle au signal modulant. La modulation BPSK est un cas particulier de la modulation PAM où l'information est codée suivant la polarité de l'impulsion. L'expression mathématique du signal BPSK est la même que celle de la modulation OOK (équation II.1), la différence ici est que $b_n \in \{-1, 1\}$, comme illustré à la figure II.2 [6].

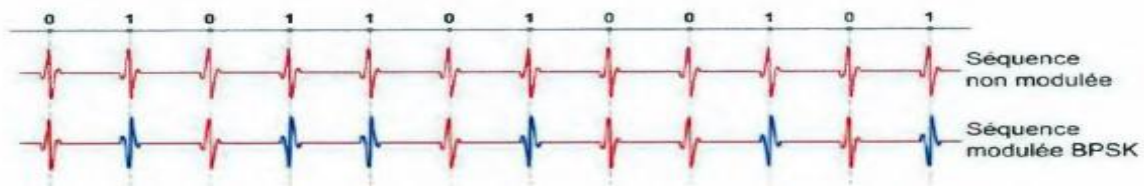


Figure II.2. Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en BPSK

II.2.3.2 Modulation de position PPM

La modulation de position est une modulation dans laquelle l'information est codée par la position temporelle de l'impulsion et non pas par son amplitude. Dès lors, toutes les impulsions transmises sont identiques comme l'illustre la figure II.3. Cette modulation est à plusieurs états car plusieurs positions temporelles sont possibles pour l'impulsion. L'expression mathématique du signal modulé en PPM peut être donné par [6] :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} p(t - nT_f - \delta b_n) \quad (\text{II.2})$$

Où δ est le décalage temporel permettant généralement de l'ordre de la durée de l'impulsion élémentaire pour éviter le chevauchement entre les impulsions.

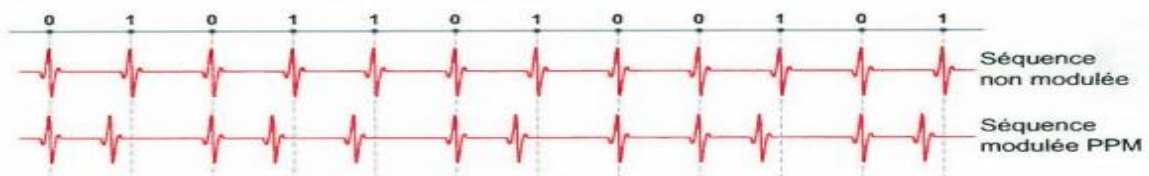


Figure II.3. Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PPM

Les avantages d'une telle modulation sont qu'elle détruit la périodicité du train d'impulsions ce qui aplanit le spectre et entraîne une meilleure répartition de la puissance sur la bande. Aussi elle est capable de supporter une modulation à un grand nombre d'états grâce à la définition de différentes valeurs du décalage en temps, sa mise en œuvre à l'émission est relativement simple, puisqu'il suffit de contrôler précisément l'instant d'émission de l'impulsion [6].

II.2.3.3 Pulse Shape modulation (PSM)

La modulation de forme d'impulsion (PSM) est une alternative où, au lieu de différentes positions d'impulsion ou amplitudes d'impulsion, différentes formes d'impulsion sont utilisées pour représenter le bit d'information [6].

Modified Hermite Polynomial Function (MHPF), Wavelets, et Prolate Spheroidal Wave Function (PSWF) ont été proposés comme ensembles d'impulsions pour les systèmes PSM et tous présentent des propriétés orthogonales. L'orthogonalité de ces impulsions est l'une des propriétés les plus souhaitables puisqu'elle permet une détection optimale au récepteur [6].

Et leurs expressions mathématiques sont données par [6] :

a) MHPF :

$$h_n(t) = e^{-\frac{t^2}{4}} h_{en}(t) = (-1)^n e^{\frac{t^2}{4}} \frac{d^n}{dt^n} \left(e^{-\frac{t^2}{2}} \right) \quad (\text{II.3})$$

b) Wavelets :

$$W_{2n}(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{2N-1} h(k) W_n(2x - k) \quad (\text{II.4})$$

c) (PSWF) :

$$\psi_n(t) = \psi_n(\Omega, T, t) = \frac{\left[\frac{2\lambda_n(c)}{T} \right]^{\frac{1}{2}} S_{0n}^1 \left(c, \frac{2t}{T} \right)}{\left\{ \int_{-1}^1 [S_{0n}^1(c, x)]^2 dx \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{II.5})$$

II.2.4 Techniques d'accès multiple par sauts temporel (Time-Hopping (TH))

Le TH est la technique la plus fréquemment utilisée. Elle consiste à appliquer une séquence de sauts temporels aux modulations présentées précédemment afin de réduire les collisions avec

d'autres utilisateurs en assignant par exemple à chaque utilisateur une séquence unique. Au niveau de la réception, chaque utilisateur peut détecter l'information seulement dans les intervalles correspondant à sa séquence s'il connaît a priori cette dernière.

Ici nous proposons de décrire cette technique du TH avec la modulation PAM du signal de l'utilisateur j tel que [6] :

$$s_{tr}^{(j)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_s-1} w_{tr}(t - kT_s - lT_f - c_l^{(j)}T_c) d_k^{(j)} \quad (\text{II.6})$$

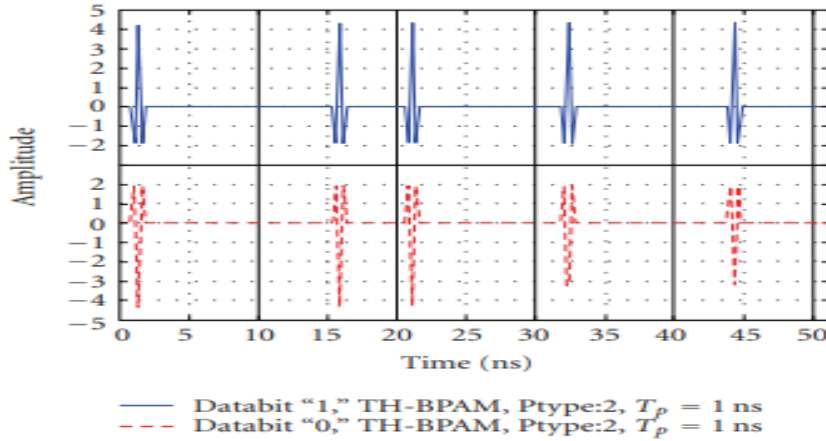


Figure II.4. Bit de données transmis pour modulation BPAM avec diffusion TH [6]

Pour la modulation PPM [6]:

$$s_{tr}^{(j)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_s-1} w_{tr}(t - kT_s - lT_f - c_l^{(j)}T_c - d_k^{(j)}\delta) \quad (\text{II.7})$$

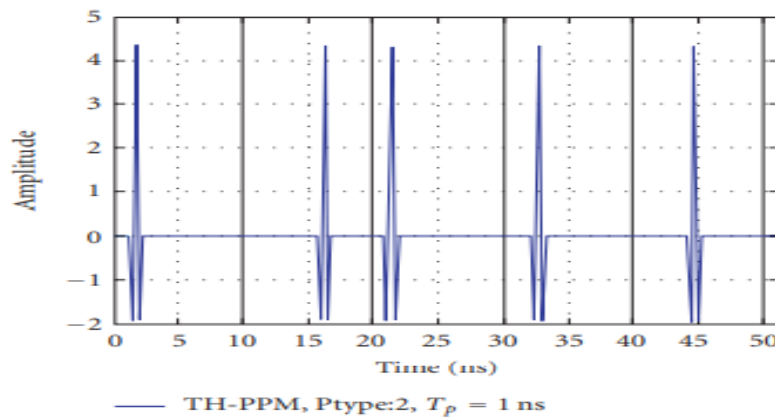


Figure II.5. Bit de données transmis pour modulation PPM avec diffusion TH [6]

Et pour la modulation PSM [6] :

$$s_{tr}^{(j)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_s-1} w_{tr}^{d_k^{(j)}}(t - kT_s - lT_f - c_l^{(j)}T_c) \quad (\text{II.8})$$

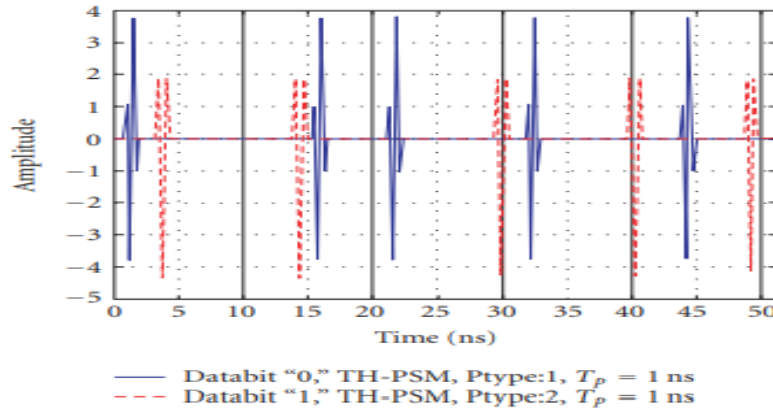


Figure II.6. Bit de données transmis pour modulation PSM avec l'étalement TH [6]

$d_k^{(j)}$: Est le $k^{\text{ème}}$ bit de données de l'utilisateur j

N_s : Est le nombre d'impulsions transmises pour chaque symbole d'information

$c_l^{(j)}$: La séquence de code PR unique pour l'utilisateur j

Dans ce schéma amélioré, le temps total de transmission des symboles T_s est divisé en N_s trames de durée T_f et chaque trame est elle-même subdivisée en slots de durée T_c .

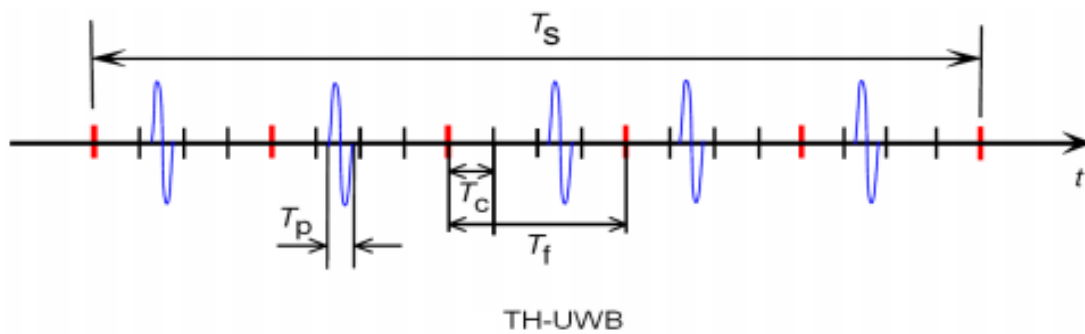


Figure II.7. Représentation du domaine temporel des techniques d'étalement TH-UWB [6]

La propagation TH peut être combinée avec PAM, PPM et PSM. Cependant, OOK ne peut pas profiter de la diffusion TH à cause de la transmission à blanc dans le cas du bit « 0 » [6].

II.3 Modèle du canal IEEE 802.15.3a

L'augmentation spectaculaire de la largeur de bande des signaux UWB par rapport aux signaux radio dits à bande étroite se traduit dans le domaine temporel par une augmentation de la résolution du signal. La conséquence de cela est double [8] : d'une part, pour un même environnement, la réponse impulsionnelle du canal UWB va présenter beaucoup plus de trajets discernables que celle d'un signal bande étroite. D'autre part, la profondeur des évanouissements rapides dus à la recombinaison de trajets multiples en opposition de phase est réduite pour un système UWB. Du point de vue système, la particularité du canal radio UWB provient donc de son très grand nombre de trajets, individuellement porteurs d'une faible portion de l'énergie reçue.

La réponse impulsionnelle du canal est assimilée à la succession de plusieurs groupes de trajets (ou clusters), chacun des groupes sont composés de trajets caractérisés par une atténuation complexe et un retard. La réponse impulsionnelle $h(t)$ peut être décrite par [8, 9]:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (\text{II.9})$$

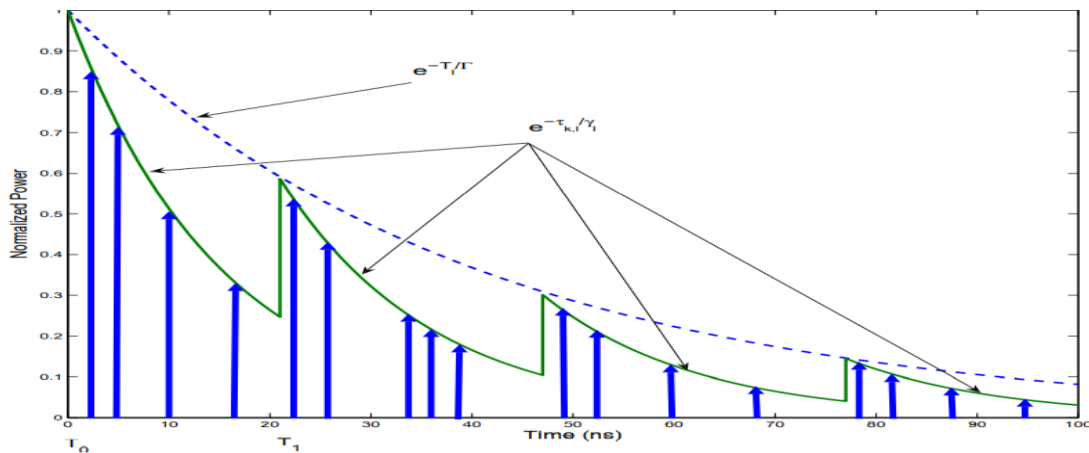


Figure II.8. Profile puissance-retard selon le formalisme Saleh-Valenzuela [8]

La figure II.9 montre une réalisation de la réponse impulsionnelle pour un environnement résidentiel et de bureau et pour des cas de vue directe LOS (Line Of Sight) et vue non-directe NLOS (Non-Line Of Sight). La figure illustre des différences entre les réalisations en termes d'étalement moyen, étalement maximal, nombre de trajets discernables, profil de la répartition

de l'énergie sur les trajets, etc. Au lieu de manipuler les distributions statistiques des paramètres du modèle de SV il est plus pratique d'adopter une approche quantitative et d'utiliser des paramètres obtenus à partir de l'analyse des réalisations du canal. On a CM-1 ou SV-1 : modèle en visibilité directe (LOS) pour 0 à 4 m, et CM-2 ou SV-2 : modèle non LOS (NLOS) pour 0 à 4 m, et CM-3 ou SV-3 : NLOS pour modèle 4-10 m, CM-4 ou SV-4 : NLOS pour modèle 4 à 10 m.

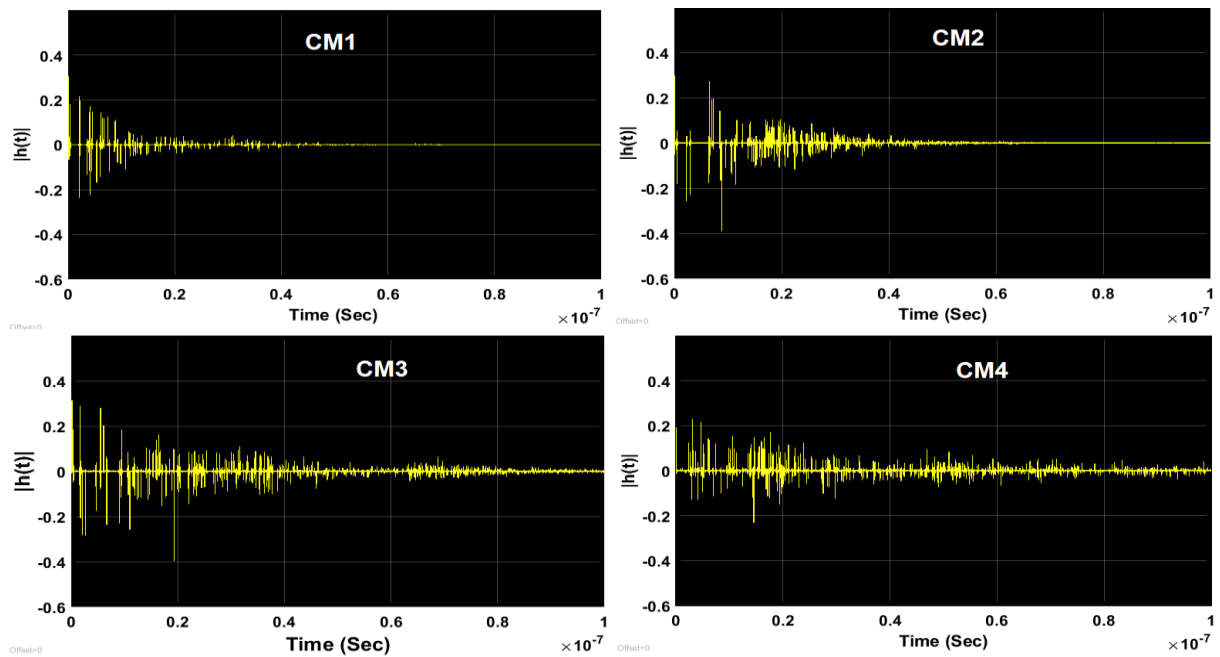


Figure II.9. Exemple de réalisation de canaux issus des modèle CM1, CM2, CM3 et CM4

II.4 Système de réception

Pour la réception, trois grands types de récepteurs UWB-IR existent [5] :

- Les récepteurs cohérents, optimaux sur un canal à bruit additif blanc gaussien, se basent sur le taux de corrélation entre le signal reçu dans la fenêtre et un motif de corrélation généré localement (appelé Template)
- Les récepteurs différentiels, qui exploitent une modulation de phase différentielle, multiplient le signal reçu avec l'impulsion précédente, retardée de la PRP.
- Les récepteurs non cohérents se basent sur l'énergie du signal intégrée sur la durée de la fenêtre de réception.

II.4.1 Récepteur cohérent

Le récepteur optimal pour un signal UWB impulsionnel est un récepteur à corrélation. Le principe de cette détection est de produire localement l'impulsion reçue à l'entrée du récepteur (le « Template »), au moment précis où elle est attendue [7]. La prise de décision sur la valeur de l'impulsion est alors réalisée sur le résultat de la corrélation entre le Template et le signal reçu. Dans le cas de la radio impulsion, il est crucial que le Template soit parfaitement en phase avec le signal reçu pour que l'opération de corrélation donne de bons résultats.

La figure II.10 présente une synthèse des éléments constituant la chaîne de réception par corrélation.

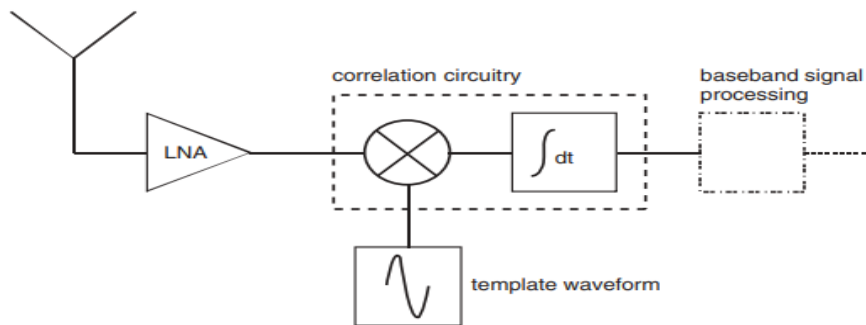


Figure II.10. Récepteur cohérent (Corrélateur) [10]

Le récepteur RAKE est un récepteur permettant la prise en compte des trajets multiples du canal UWB. Ce récepteur 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 [3].

Les principales techniques de sélection des trajets pour le récepteur RAKE sont les suivantes [10] :

- La sélection maximale : le récepteur RAKE idéal capture toute l'énergie du signal reçu avec un nombre L_r de doigts équivalent au nombre L de trajets du canal, on parle alors de total RAKE ou A-RAKE. L'inconvénient de cette approche est qu'elle requiert un nombre très élevé de doigts du RAKE, ce qui rend son implémentation très complexe voire impossible.

- Le RAKE sélectif : appelé S-RAKE, il consiste à opérer des corrélations uniquement sur les L_r trajets de plus forte amplitude parmi les L trajets de la réponse impulsionnelle du canal. Le nombre de trajets sélectionnés peut être limité au nombre de doigts du récepteur ou encore il peut correspondre aux trajets qui ont une amplitude supérieure à un seuil déterminé.

- La sélection partielle : La sélection partielle : ce RAKE dit P-RAKE peut être considérée comme une approximation légère du S-RAKE, et consiste à combiner les L_r premiers trajets. Cette approche s'appuie sur l'hypothèse que les premiers trajets arrivés sont les plus forts et contiennent le plus d'énergie. Cependant avec le canal UWB, les premiers trajets ne sont pas toujours les plus forts, ce qui ne permet pas d'envisager des performances optimales avec le P-RAKE.

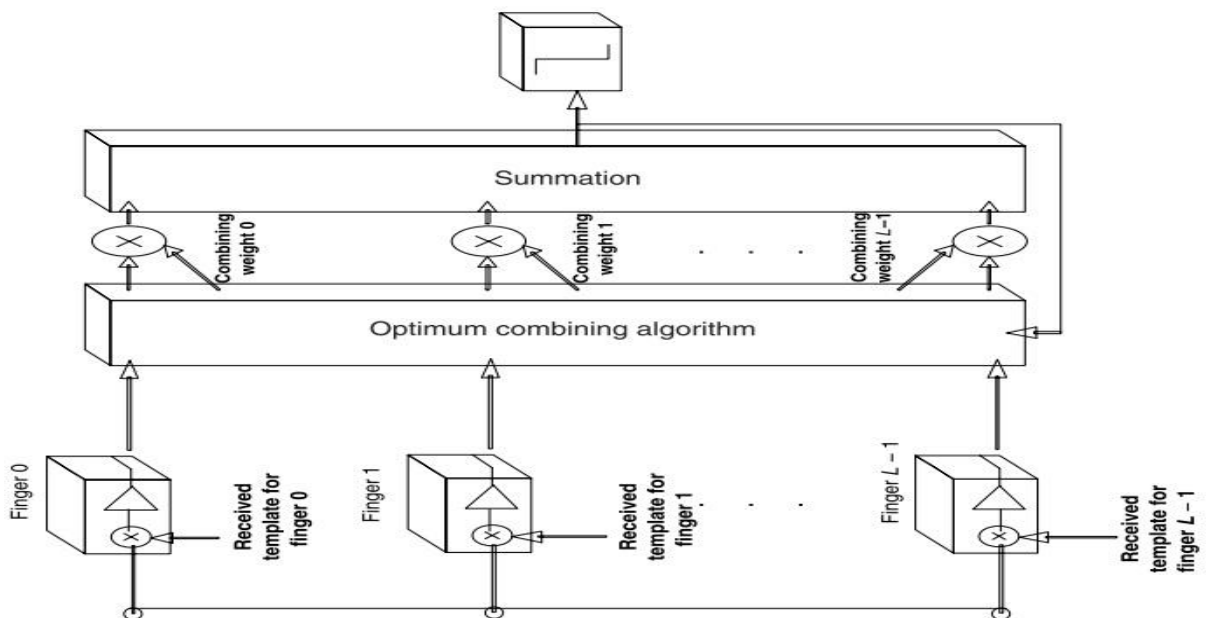


Figure II.11. Structure générale du récepteur RAKE [5]

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, différents types de modulation UWB avec les impulsions élémentaires UWB ont été étudiés et le signal TH-UWB émis a été détaillé. Ensuite le modèle du canal adopté IEEE et le type de récepteur ont été décrits. Il s'agit de modèle SV(Saleh-Valenzuela) utilisé dans la norme IEEE 802.15.3a dédiée aux réseaux personnels sans fil (WPAN) et le récepteur RAKE qui est le récepteur le plus approprié pour ce type de systèmes de communication car il tire parti des composants multivoies pour récupérer le signal transmis d'origine, ce qui permet aux systèmes UWB de bien fonctionner dans un environnement bruyant.

Chapitre III

Résultat Et Discussions

III.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons parlé de la technologie UWB et spécifiquement de la technique TH-UWB. Dans ce chapitre, nous allons exposer les résultats de performances de la liaison TH-UWB dans un environnement multi-Trajet, basé sur le modèle de canal IEEE 802.15.3a avec les différentes options de modulation disponibles (PAM, PPM, PSM). Cette liaison sera évaluée selon le critère de mesure le MSE (Mean Square Error) de l'estimation du canal en utilisant la méthode du maximum de vraisemblance (maximum likelihood) et en plus l'évaluation et la comparaison des performances BER (Bit Error Rate).

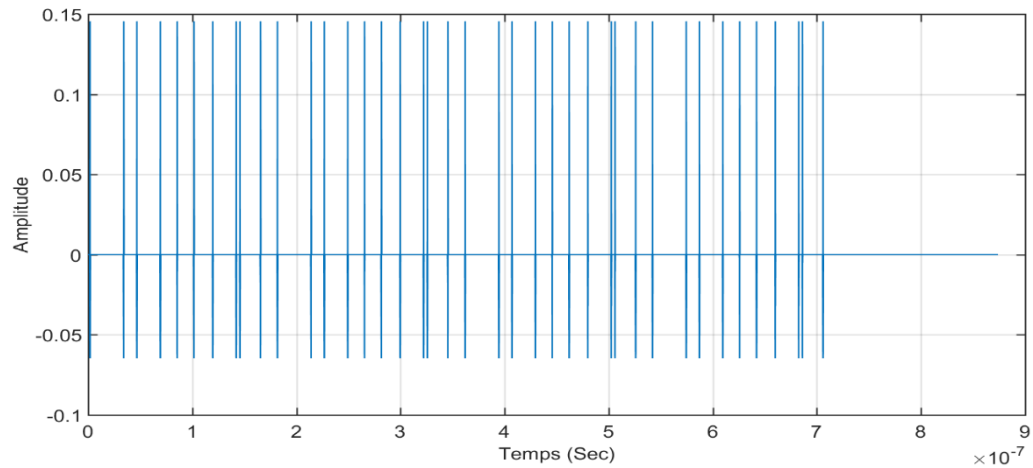
III.2 Génération de signal TH-UWB

Pour tous les types de modulation, nous avons utilisé des paramètres fixes du TH-UWB, et le même pour les impulsions utilisées, et ils sont comme suit, $T_c = 0.9 \text{ ns}$ pour la modulation PPM, pour PSM $T_c = 0.85 \text{ ns}$, ou-bien $T_c = 0.45 \text{ ns}$ pour les autres modulations, le nombre de chips est fixée $N_c = 20$ alors nous avons le nombre des trame (frames) $N_f = 10$, donc la durée est $T_f = T_c \times N_c = 18 \text{ ns}$ pour PPM, ou-bien $T_f = 9 \text{ ns}$ pour les autre modulation, alors nous avons la durée du symbole $T_{sym} = T_f \times N_f$, la durée d'impulsion est fixée à 0.4 ns pour le monocycle gaussien utilisé dans les modulations PPM, PAM et BPSK ($f_c \approx 2/0.4 \text{ ns} \approx 5 \text{ GHz}$), et 0.8 ns pour les MHPF utilisé dans la modulation PSM .

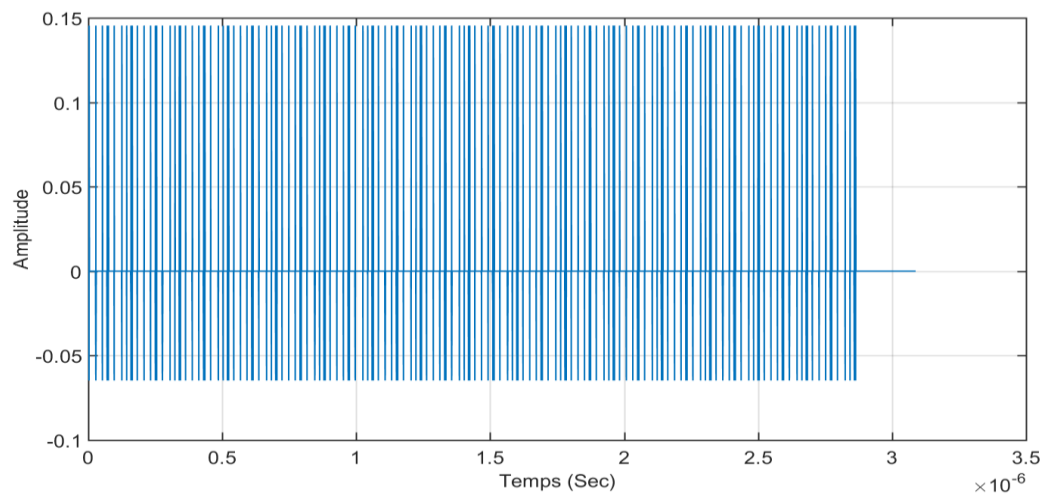
Les signaux dans le domaine temporel sont normalisés à l'unité d'énergie.

III.2.1 Signale TH-PPM

Dans la simulation de la modulation PPM, nous avons utilisé uniquement le PPM orthogonal, avec δ égal à 0.3 ns . Les figures (III.1 à III.3) montreront le signal TH-PPM dans le domaine temporel et fréquentiel avec un nombre de bits transmis égal à « 4, 16 » respectivement.

➤ *Domaine temporel :*

(a)



(b)

Figure III.1. Transmission TH-PPM dans le domaine temporel
a) M = 4 b) M = 16

Comme nous pouvons le voir dans les figures du domaine temporel (figure III.1.a et III.1.b), l'ajout de bits augmentera le temps de transmission.

Pour TH-PPM, nous ne pouvons pas faire la différence entre « 0 » et « 1 » tant que nous n'avons pas corrélé le signal avec une impulsion de référence, et parce que la technique dépend d'un très petit décalage temporel pour moduler les bits.

➤ *Domaine fréquentiel :*

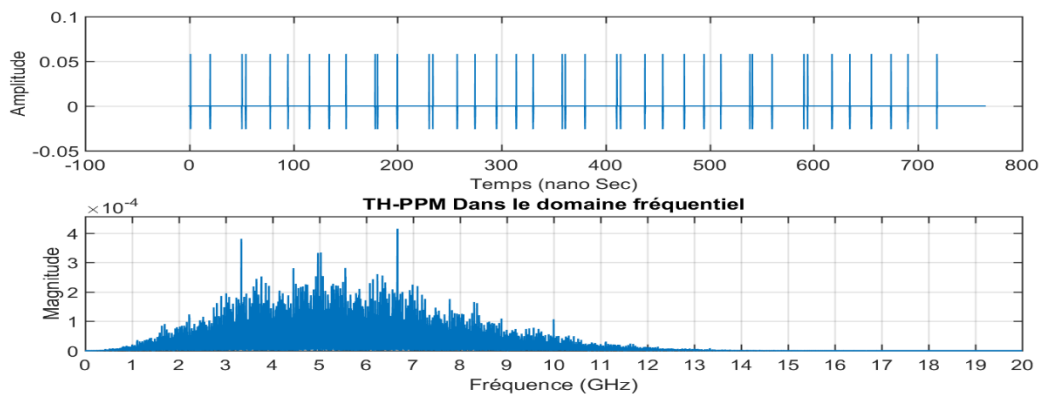


Figure III.2. Transmission TH-PPM dans le domaine temporel et fréquentiel

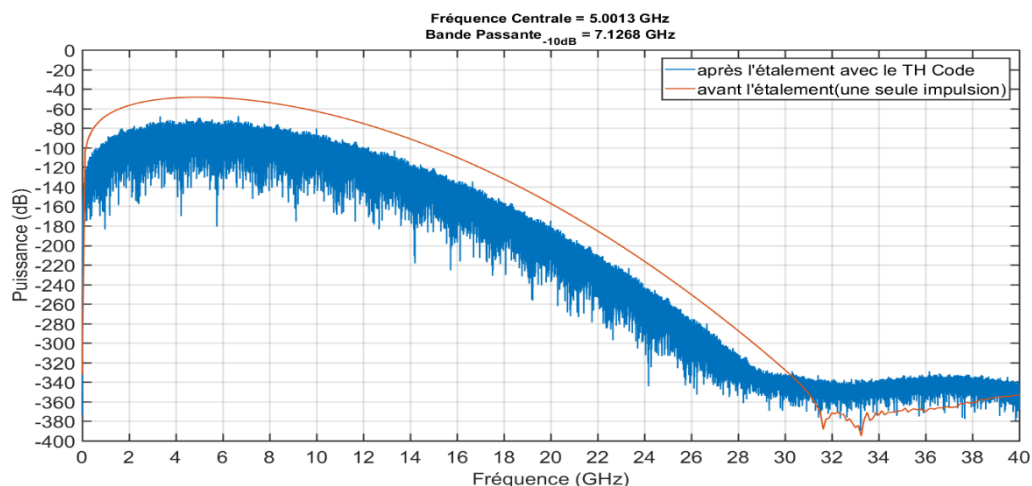


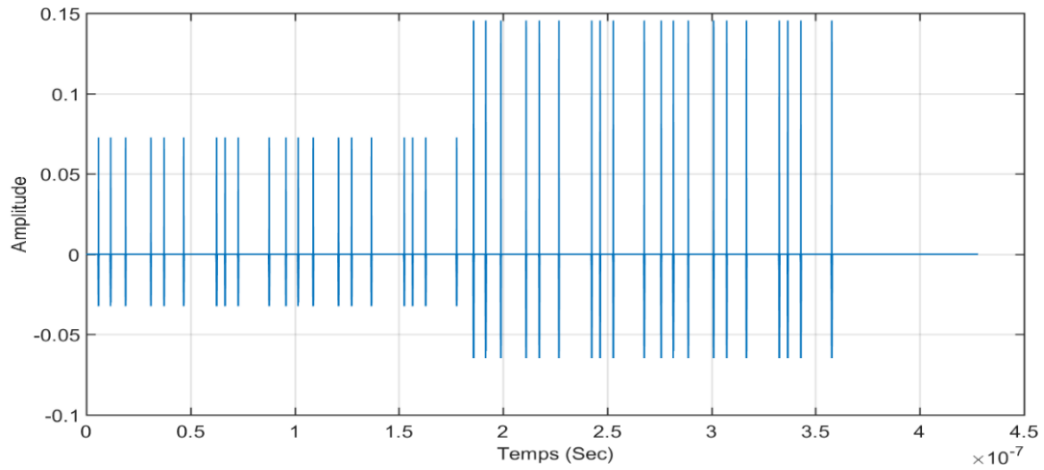
Figure III.3. Spectre de transmission TH-PPM (avant et après l'étalement)

Comme on peut le voir dans le domaine fréquentiel, la technique de saut de temps a étalé le spectre à environ 7,1 GHz de bande passante (à -10 dB), et aussi on peut noter que les fréquences s'étalent autour de la fréquence centrale 5 GHz.

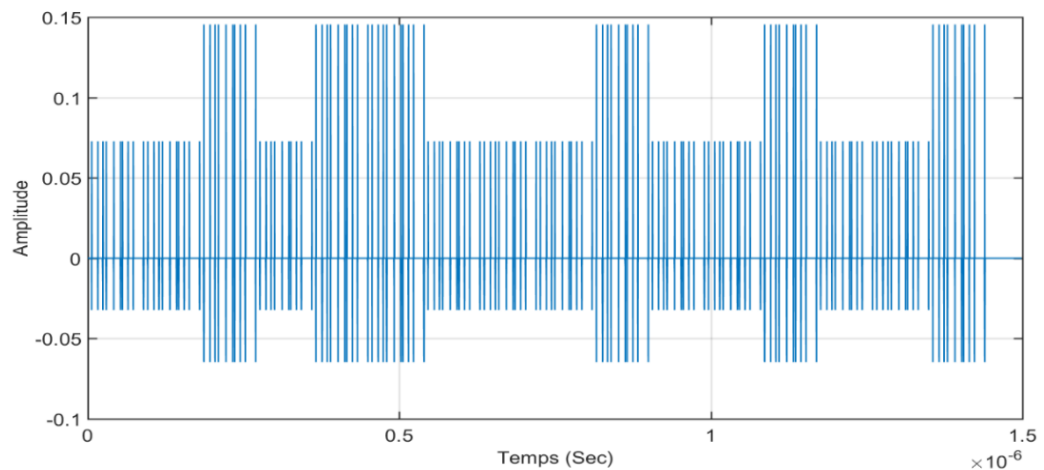
III.2.2 Signale TH-PAM

Pour appliquer la modulation binaire pour TH-PAM, les paramètres sont les suivants :

50% de l'amplitude d'impulsion est donné en cas de « 0 » est transmis et 100% de l'amplitude d'impulsion est donné en cas de « 1 » est transmis, comme démontré dans les figures (III.4 à III.6).

➤ *Domaine temporel :*

(a)



(b)

Figure III.4. Transmission TH-PAM dans le domaine temporel
a) $M=4$ b) $M=16$

Dans le cas de modulation TH-PAM, nous pouvons voir les trames afin de pouvoir lire la séquence de données transmise, nous pouvons également observer que les chips dans la trame sont réparties de manière aléatoire et cela à l'aide du code aléatoire.

➤ *Domaine fréquentiel :*

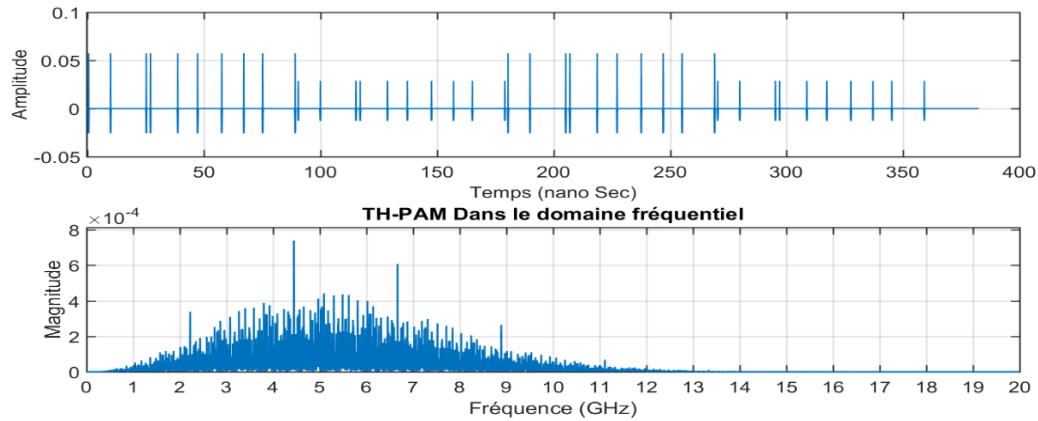


Figure III.5. Transmission TH-PAM dans le domaine temporel et fréquentiel

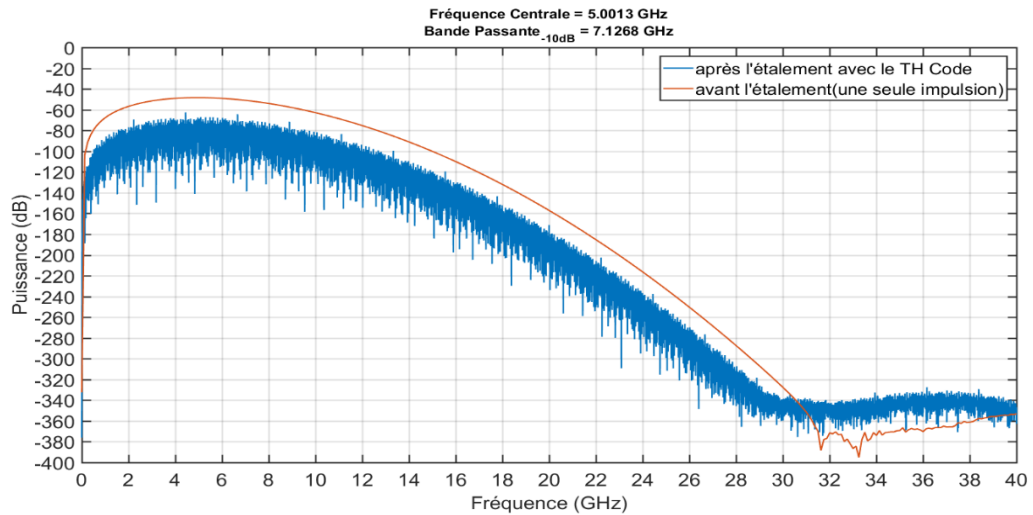


Figure III.6 Spectre de transmission TH-PAM (avant et après l'étalement)

La modulation TH-PAM semble avoir un DSP(PSD) plus lisse par rapport à la modulation précédente montrée dans la figure III.3, et aussi le comportement d'étalement sont similaires et son étalement autour de la fréquence centrale.

III.2.3 Signale TH-BPSK

On peut dire que TH-BPSK est un cas particulier de modulation TH-PAM binaire où en cas de « 0 » est transmis l'amplitude donnée est « -1 », et en cas de « 1 » est transmis l'amplitude de « 1 » est donnée.

Les figures III.7.a et III.7.b montreront le signal TH-BPSK et ses propriétés pour M égales à « 4, 16 » respectivement.

➤ *Domaine temporel :*

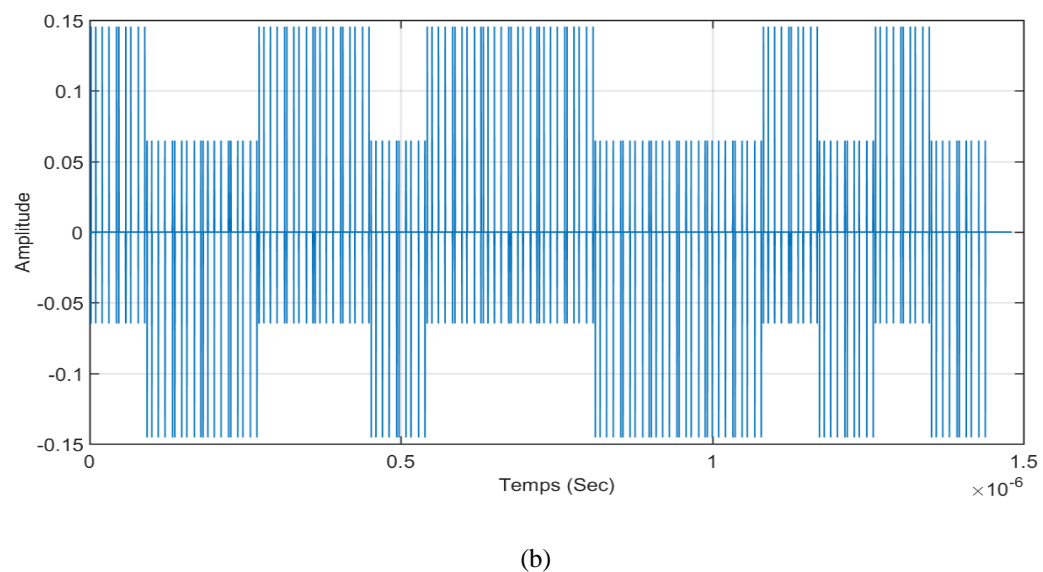
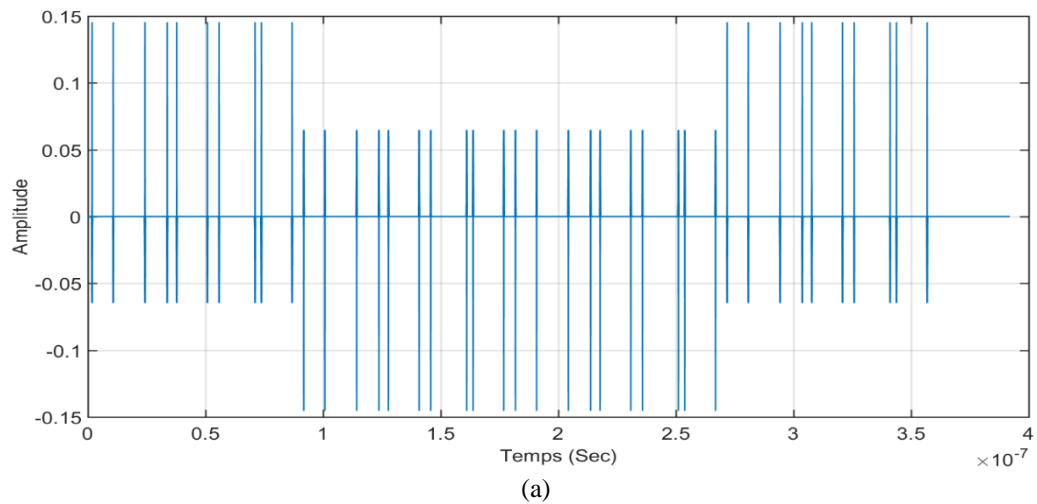


Figure III.7. Transmission TH-BPSK dans le domaine temporel
a) M = 4 b) M = 16

Ici on voit aussi avec le TH-BPSK chaque amplitude de trame est évidente et comme le symbole est étalé sur dix trames nous pouvons lire clairement notre séquence transmise.

La transmission avec M égal à « 16 » prend « 0,68 micro seconde » de plus qu'une transmission avec m égal à « 4 ».

➤ *Domaine fréquentiel :*

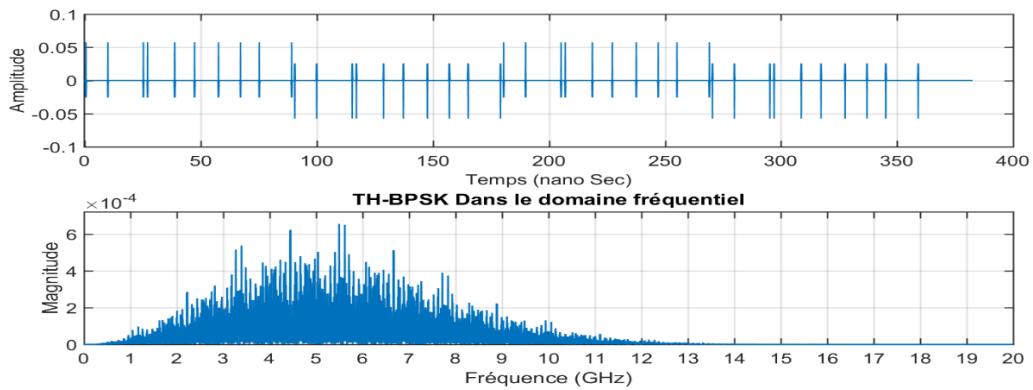


Figure III.8. Transmission TH-BPSK dans le domaine temporel et fréquentiel

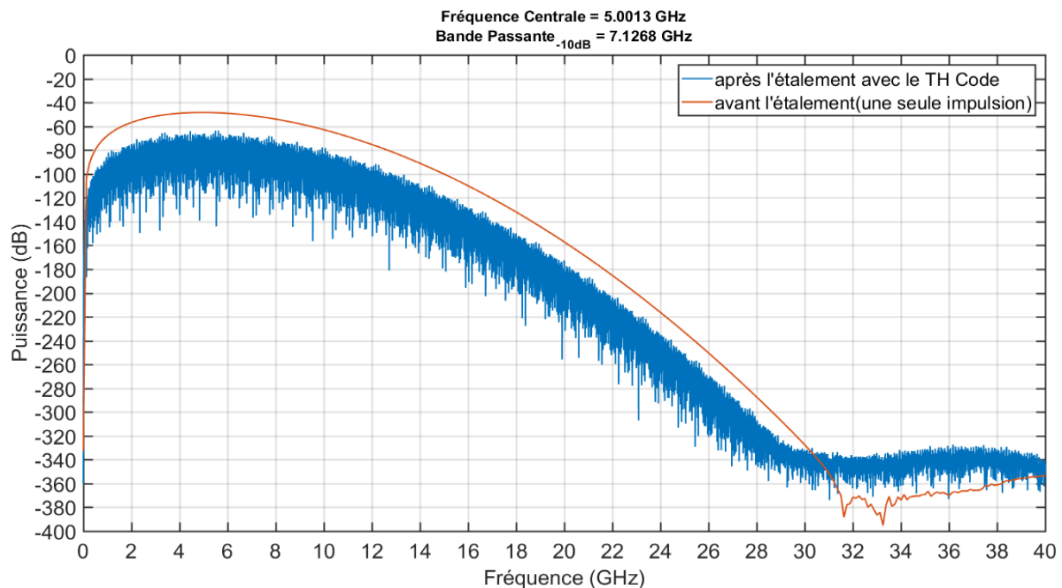


Figure III.9. Spectre de transmission TH-BPSK (avant et après l'étalement)

Dans le domaine fréquentiel de TH-BPSK on voit clairement que la DSP(PSD) est beaucoup plus douce que les deux modulations précédemment démontrées (TH-PPM et TH-PAM) dans la figure III.3 et la figure III.6, et aussi on peut noter que les fréquences s'étaient autour de la fréquence centrale.

III.2.4 Signale TH-PSM

Dans notre simulation de TH-PSM, nous utilisons les impulsions de polynômes Hermite modifiés pour obtenir la modulation.

Pour le bit transmis « 0 », l'ordre de l'impulsion Hermite modifiée attribuée est « 2 », et pour le bit transmis « 1 », l'ordre est « 5 » comme indiqué sur la figure III.15.

Les figures III.10 à III.13 montreront la forme des impulsions utilisées et elles seront représentées dans le domaine temporel et fréquentiel.

- 2^{ème} ordre impulsion de Hermite modifiés

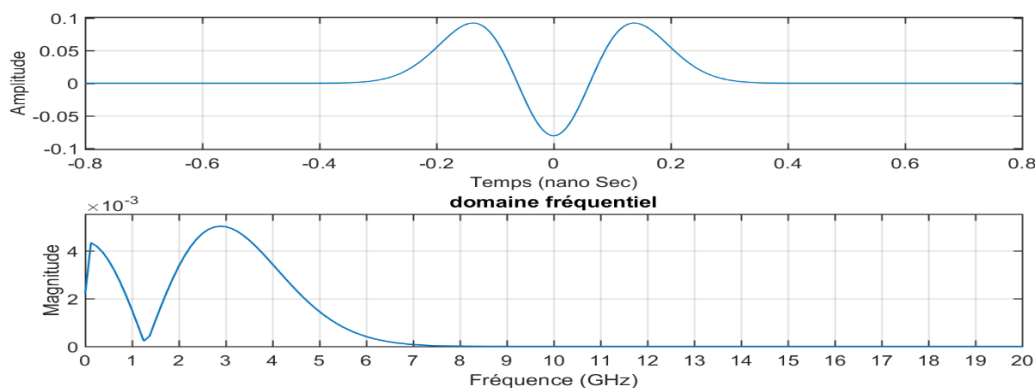


Figure III.10. Une impulsion de polynômes Hermite modifiés d'ordre 2

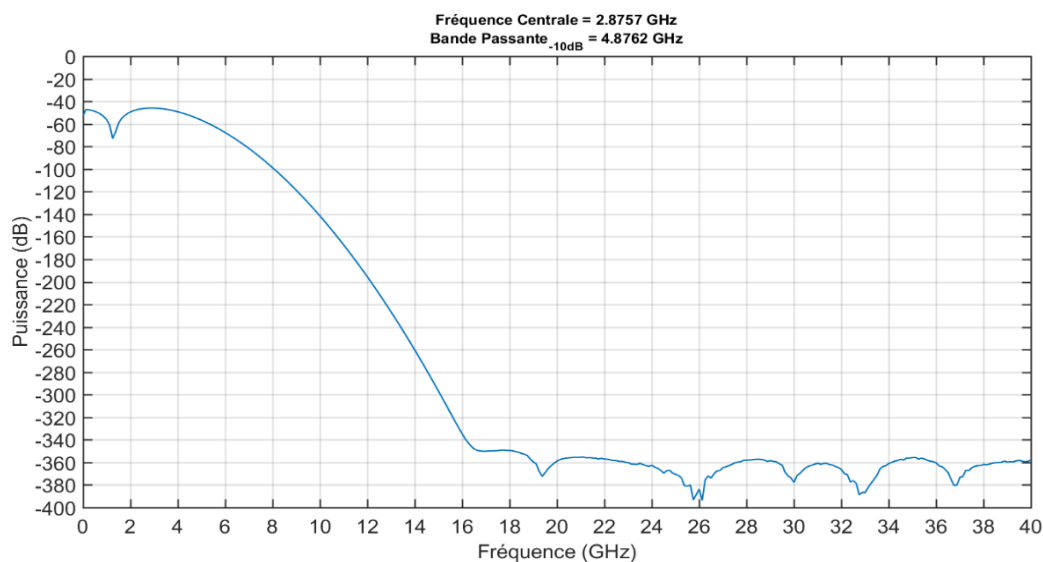


Figure III.11. Spectre d'Une impulsion de polynômes Hermite modifiés d'ordre 2

La figure III.10 représente une impulsion de polynômes Hermite modifiés d'ordre 2 dans le domaine temporel et fréquentiel, nous remarquons que la largeur d'impulsion est de 0,8 ns, et sa fréquence centrale est donc de $f_c \approx 2.9$ GHz avec une bande-passante $B_{-10dB} \approx 4.9$ GHz .

- 5^{ème} ordre impulsion de Hermite modifiés

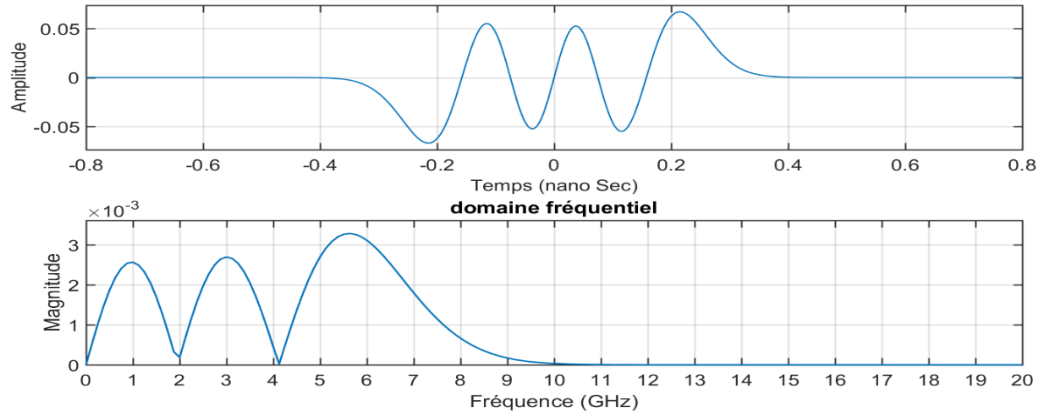


Figure III.12. Une impulsion de polynômes Hermite modifiés d'ordre 5

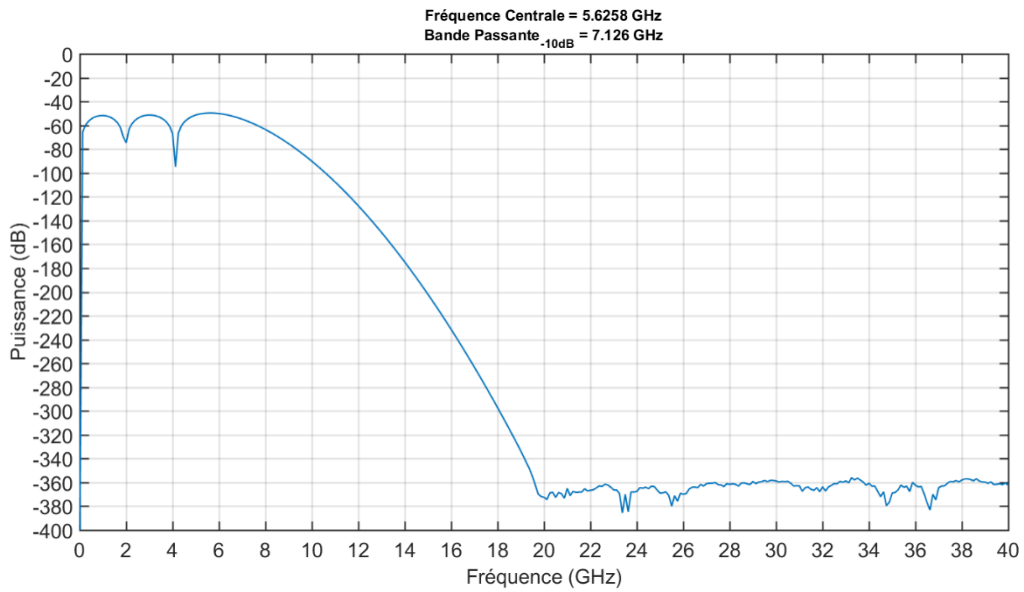


Figure III.13. Spectre d'Une impulsion de polynômes Hermite modifiés d'ordre 5

Comme nous pouvons le voir, les impulsions ont conservé la même durée d'impulsion même lorsque l'ordre des impulsions a changé. D'autre part, nous remarquons que la fréquence centrale change au mesure que nous augmentons l'ordre des impulsions $f_c \approx 5.6$ GHz et le même pour la bande-passante $B_{-10dB} \approx 7.13$ GHz.

- Transmission TH-PSM (domaine temporel)

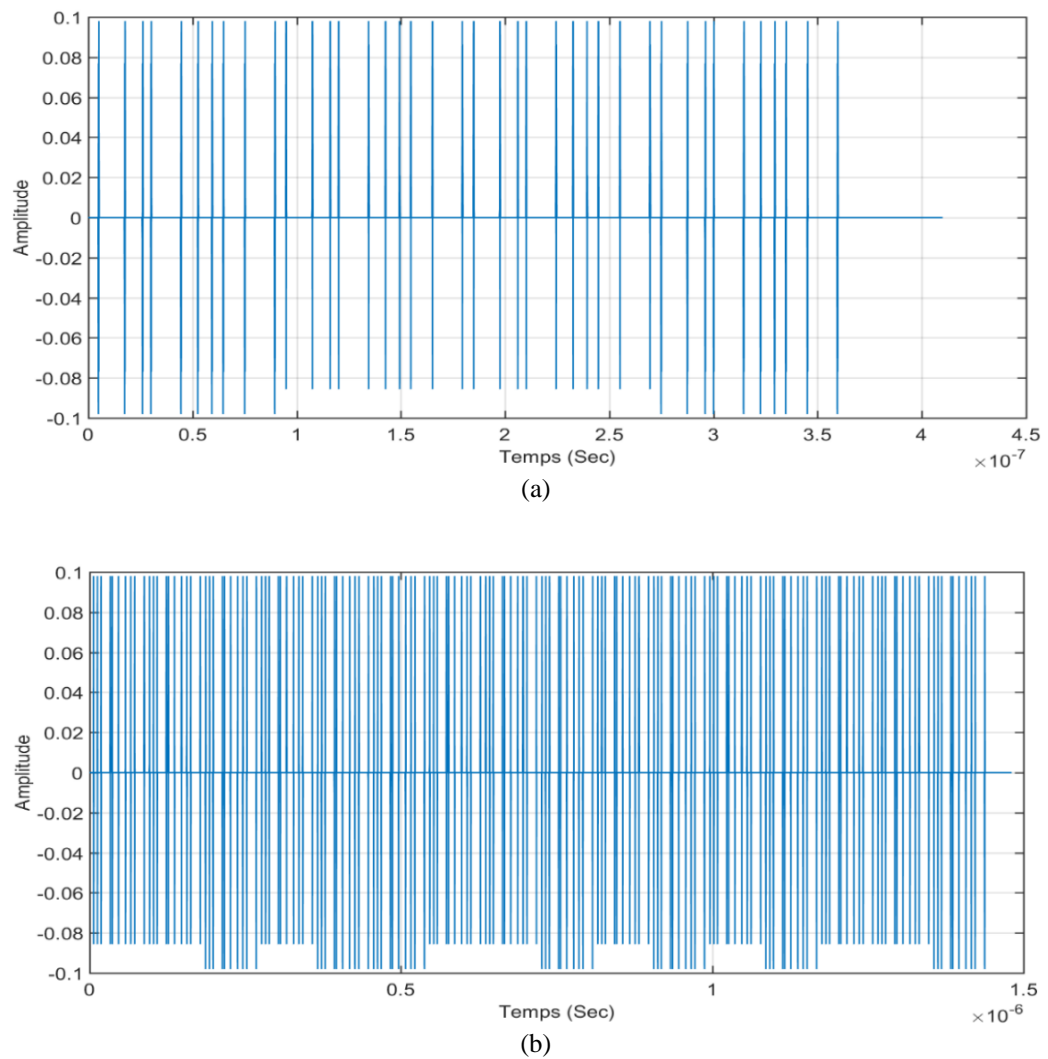


Figure III.14. Transmission TH-PSM dans le domaine temporel
a) M=4 **b)** M=16

D'après les figures précédentes, nous ne pouvons pas voir l'impulsion changer sa forme en fonction du bit transmis, nous devons donc zoomer pour voir la différence, la figure III.15 illustre cette différence.

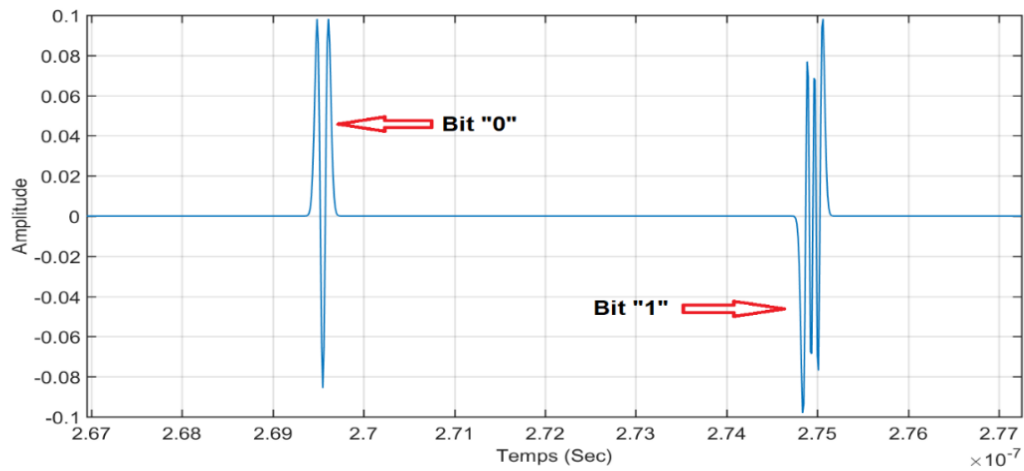


Figure III.15. Transmission TH-PSM (zoomé) dans le domaine temporel

Ici, nous pouvons clairement voir la forme de l'impulsion changer en fonction du bit transmis.

Comme illustré sur la figure III.15, l'impulsion de 2^{ème} ordre est pour le bit « 0 » et l'impulsion de 5^{ème} ordre pour le bit « 1 ».

- Transmission TH-PSM (domaine fréquentiel)

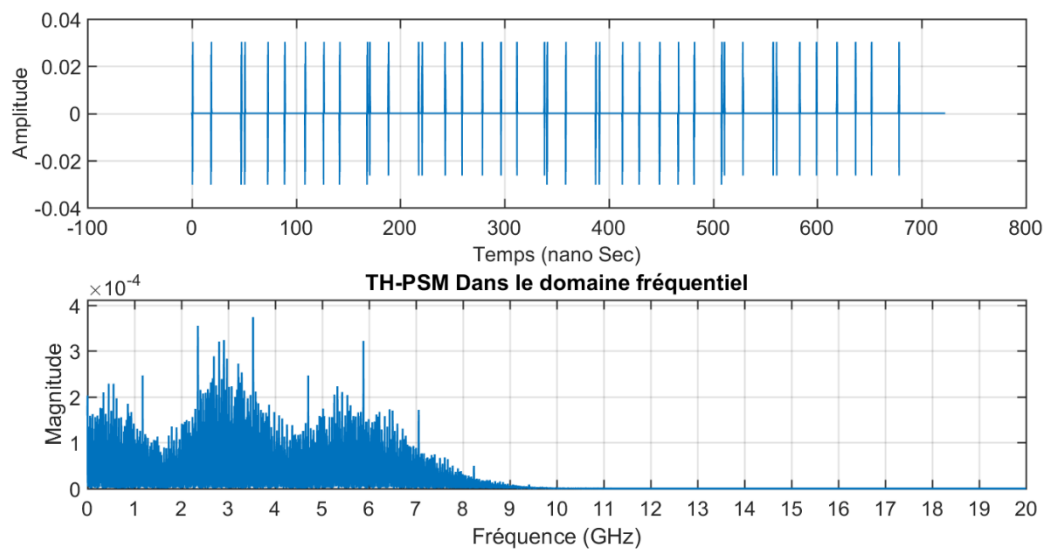


Figure III.16. Transmission TH-PSM dans le domaine temporel et fréquentiel

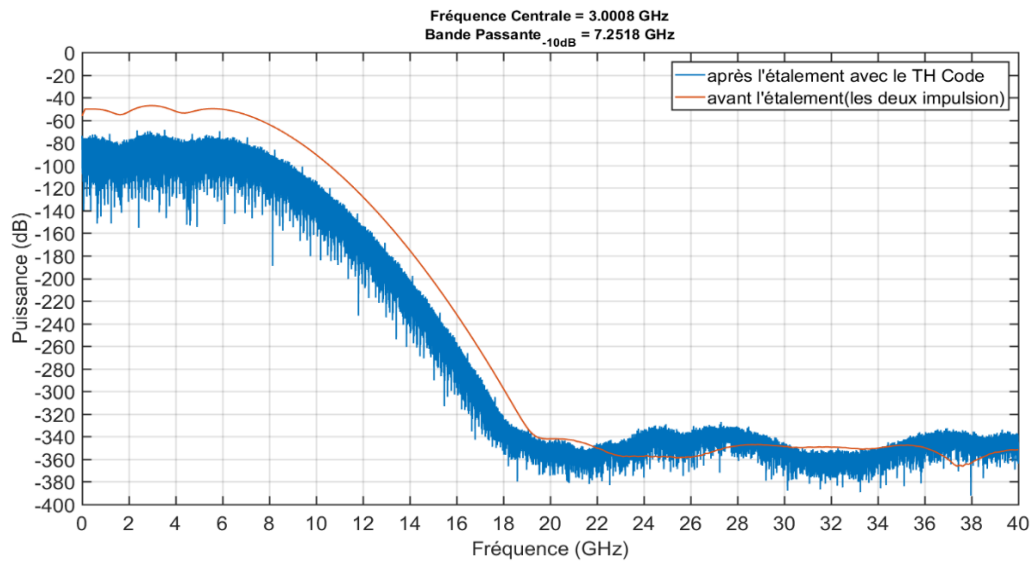


Figure III.17. Spectre de transmission TH-PSM (avant et après l'étalement)

Ici dans le domaine fréquentiel de TH-PSM, nous pouvons voir les deux impulsions s'additionner, donc l'étalement du signal est autour de la fréquence centrale des impulsions utilisées $f_c \approx 3$ GHz et $B_{-10dB} \approx 7.25$ GHz.

L'étalement est également évident car nous observons un faible niveau de puissance si nous comparons les valeurs de la figure III.11 et la figure III.13 avec les valeurs mentionnées sur la figure III.17 (le graphe en bleu), et le graphe de la DSP avant et après l'étalement illustré sur la même figure confirmer que c'est vrai.

III.3 Effet de canal

La modélisation des canaux de propagation est une problématique bien connue dans le développement des systèmes de communications, En effet pour concevoir un système de communication ou analyser ses performances, il est nécessaire de prendre en compte les caractéristiques du canal associé au système.

Comme nous le savons, le canal radio à son propre effet sur les impulsions transmises, donc dans notre simulation, nous avons pris en considération le canal AWGN et le canal multi-trajet.

III.3.1 Le Canal AWGN

L'effet du canal AWGN sur le signal est connu, d'où son nom bruit gaussien blanc additif, ce bruit est sur toutes les fréquences de transmission et il s'ajoutera au signal transmis.

On va prendre comme référence un signal émis TH-BPSK sans l'AWGN puis on le compare avec différents niveaux de puissance de bruit AWGN.

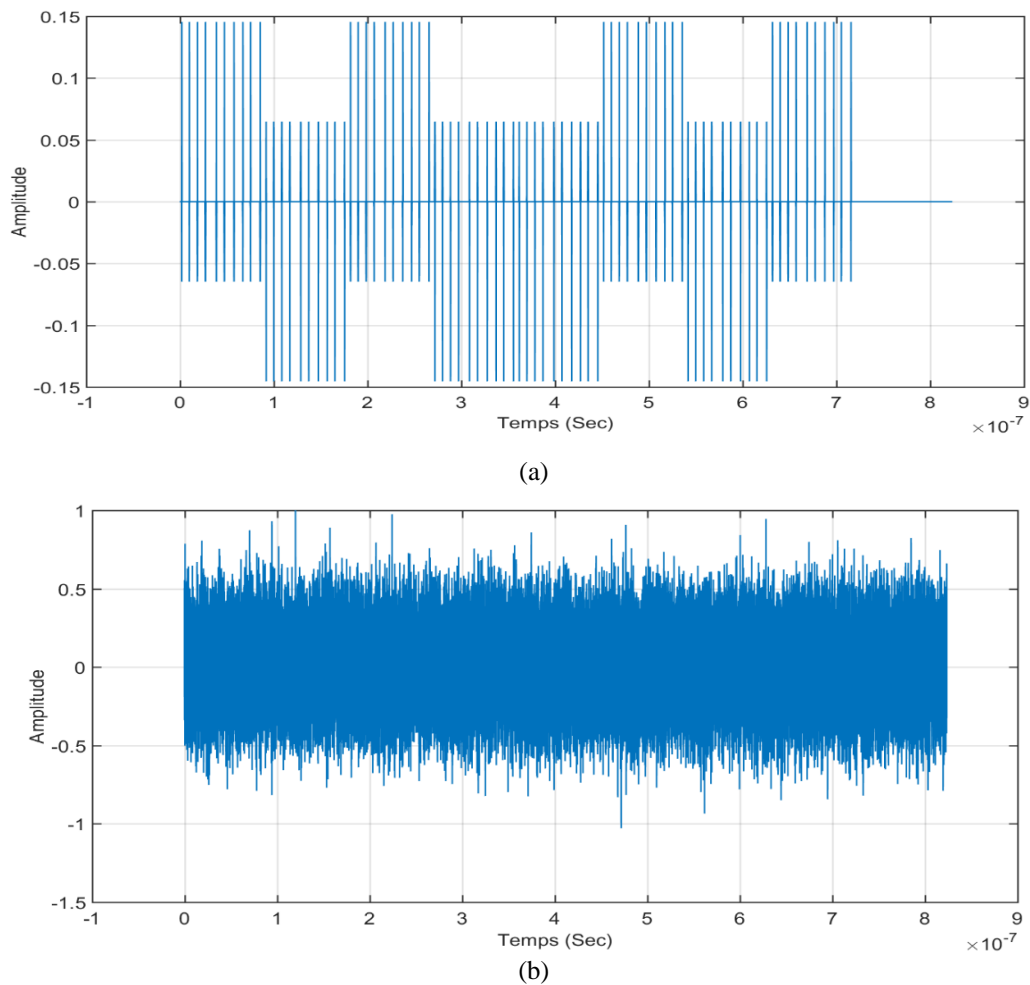


Figure III.18. L'effet du canal AWGN au Signal TH-BPSK

a) Signal généré au niveau de l'émetteur b) Signal dans le canal AWGN avec $E_b/N_0 = 10$ dB

Dans la figure III.18.b avec $E_b/N_0 = 10$ dB, nous ne pouvons pas déterminer notre signal d'origine qui a été montré dans la figure III.18.a, en raison du niveau d'énergie de bruit élevé par rapport à l'énergie du signal.

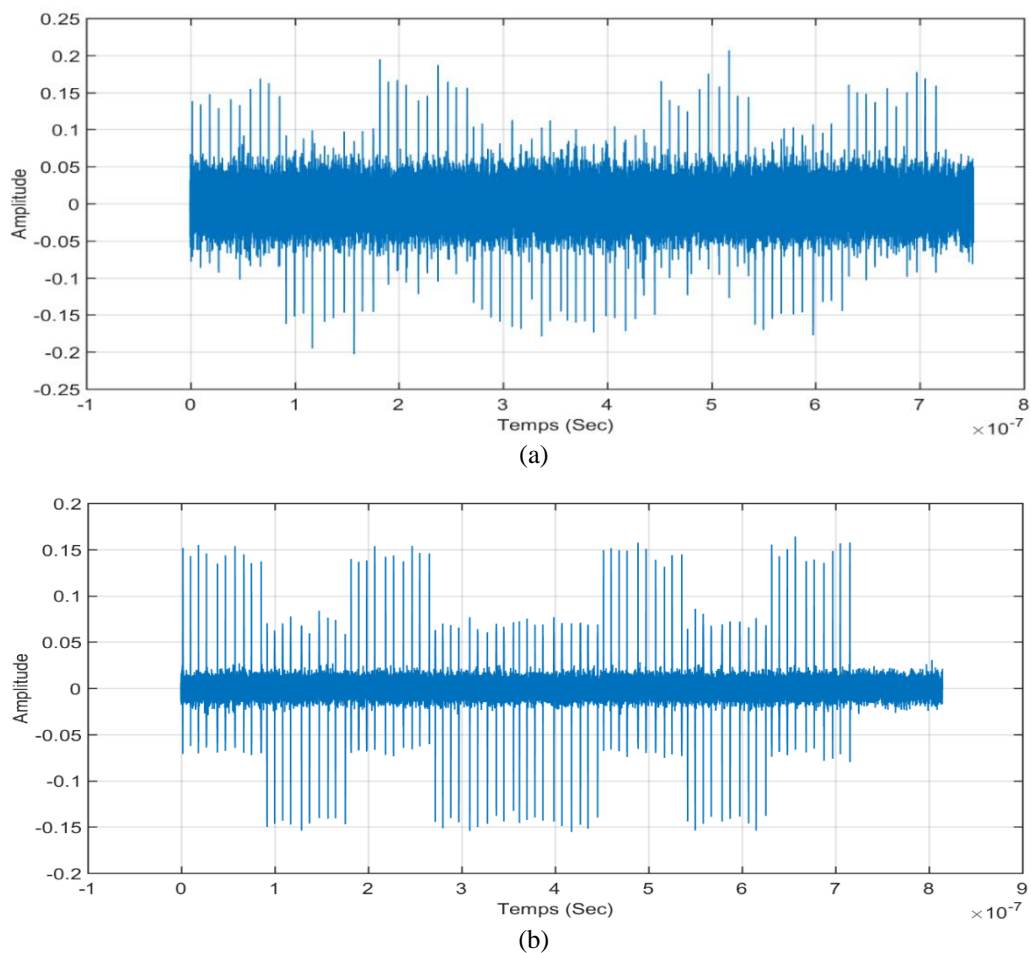


Figure III.19. Signal TH-BPSK à deux niveaux de SNR différents
a) $E_b/N_0 = 30$ dB b) $E_b/N_0 = 40$ dB

Dans les figures III.19.a et III.19.b avec $E_b/N_0 = 30$ dB et 40 dB respectivement, notre signal d'origine a commencé à apparaître clairement et nous pouvons distinctement voir les impulsions.

La figure III.20 suivante montrera une comparaison directe entre le signal original et un signal bruité avec $E_b/N_0 = 40$ dB.

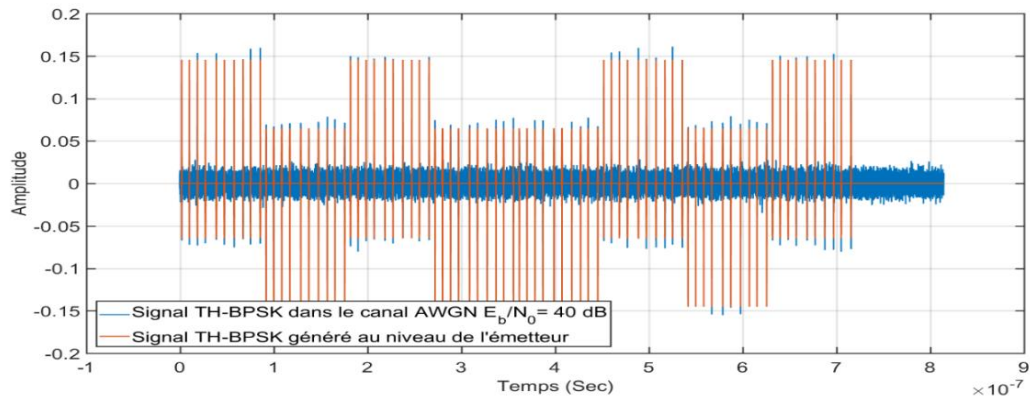


Figure III.20. Une comparaison entre le signal original et un signal bruité avec $E_b/N_0 = 40$ dB

III.3.2 Le Canal multi-trajet

Le canal multi-trajets en UWB se comporte différemment par rapport à un canal multi-trajets à bande étroite ou à large bande. Pour cela, le modèle de canal le plus proche pour décrire un canal à trajets multiples ultra large bande est un modèle Saleh-Valenzuela modifié qui est adopté par la norme IEEE 802.15.3a.

Dans notre simulation, nous avons fixé le nombre total de paquets à « 5 » et également le nombre de chemins par paquet à « 5 », avec un facteur de décroissance de « 2,5 » pour les paquets et les chemins, le modèle de canal utilisé est CM1 (LOS à distance de 4m).

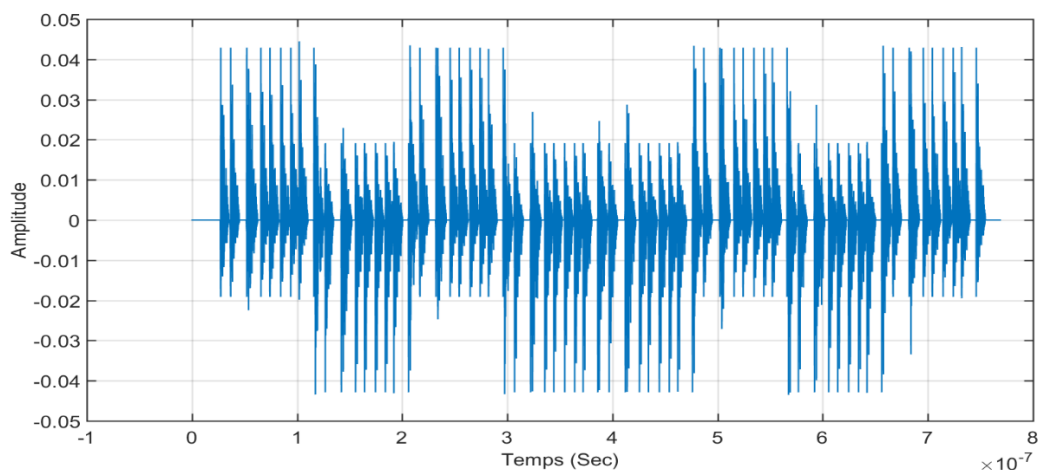


Figure III.21. Signal TH-BPSK dans le canal multi-trajet

Les figures III.22.a et III.22.b montreront une vue agrandie d'un train d'impulsions sans et avec l'effet de multi-trajet.

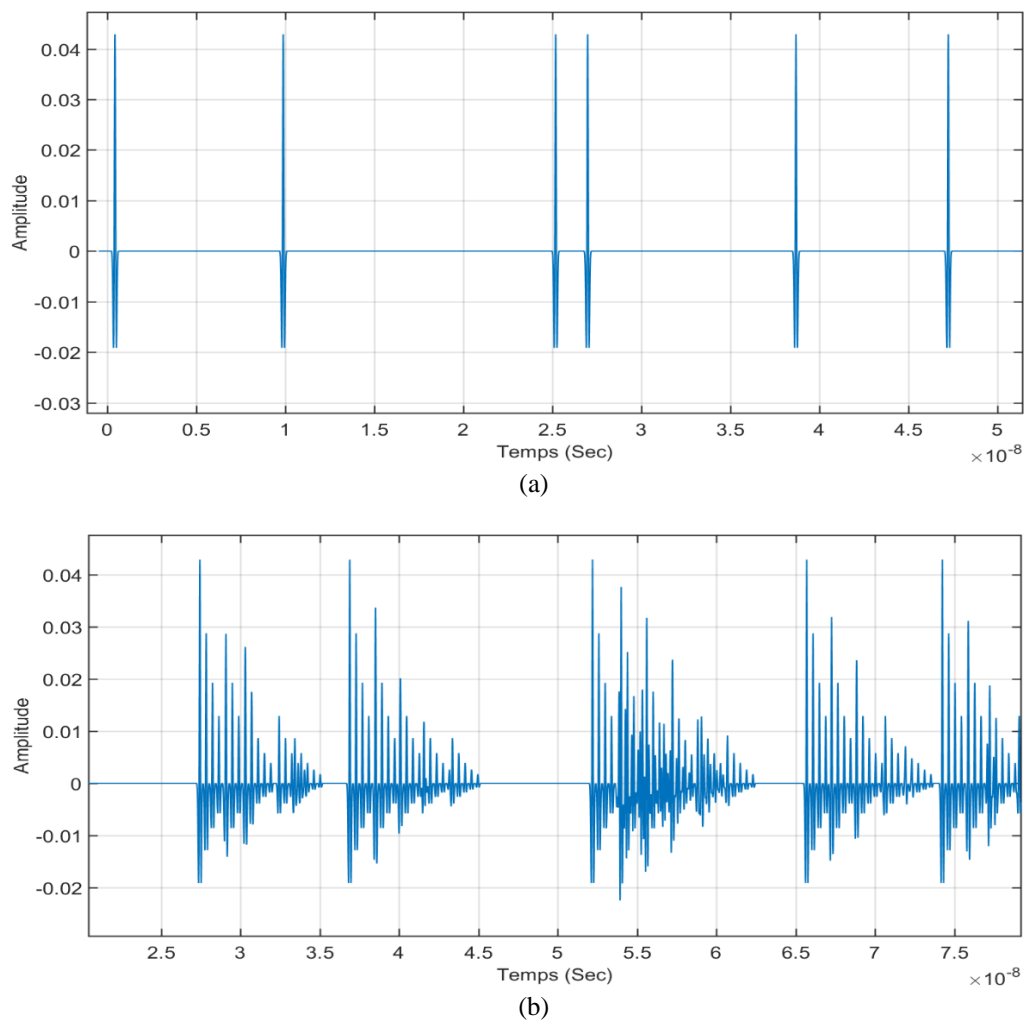
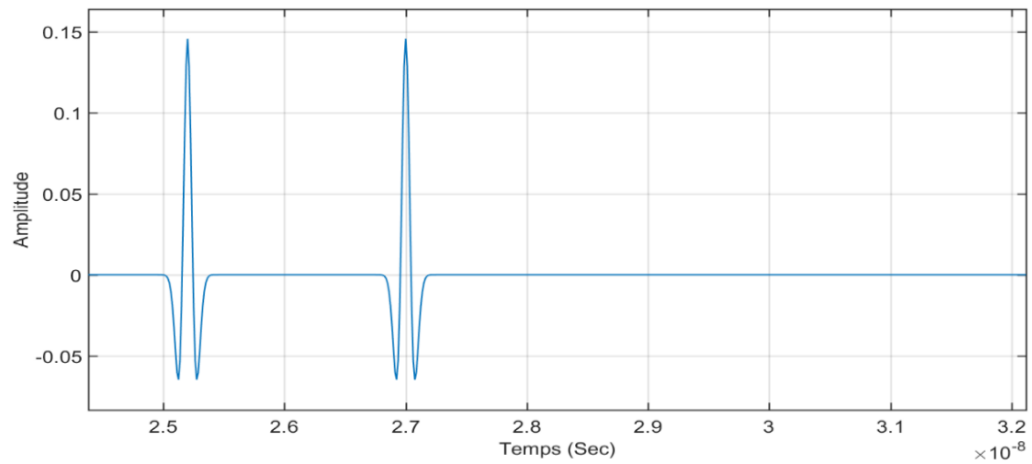


Figure III.22. Train d'impulsions
a) sans les multi-trajets **b)** avec les multi-trajets

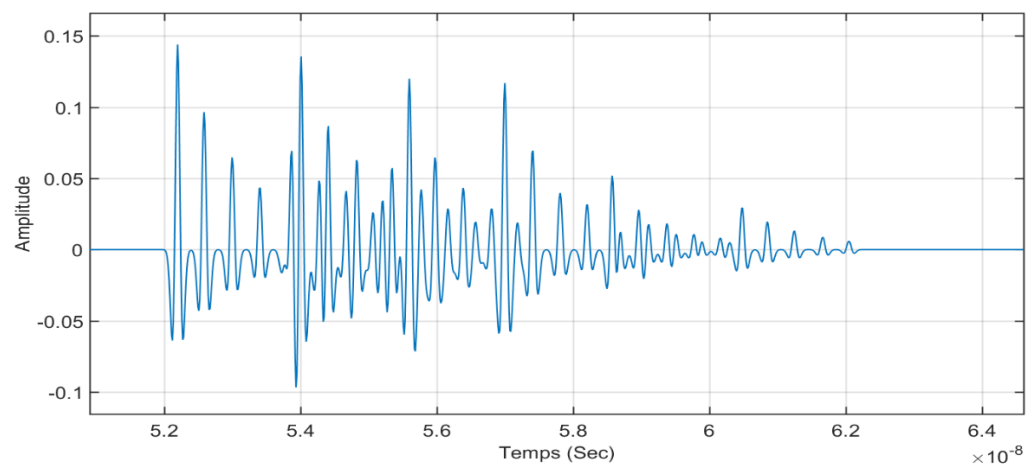
Il est clair que le multi-trajet a déformé la forme des impulsions et créé une interférence entre les impulsions proches les unes des autres. Nous pouvons également voir qu'il existe un délai qui est connu sous le nom de délai de chemin, et il est déterminé par le canal multi-trajet.

Pour voir cet effet de près sur les impulsions, nous le simulerons avec trois types d'impulsions différents : monocycle gaussien, ondelette et Hermite modifié du 5^{ème} ordre.

- Effet du multi-trajet sur l'impulsion de monocycle gaussien



(a)



(b)

Figure III.23. Effet du multi-trajet sur l'impulsion de monocycle gaussien
a) sans les multi-trajets b) avec les multi-trajets

Les multi-trajets provoquent une distorsion de l'amplitude de l'impulsion et de sa forme, mais en raison de la propriété de l'impulsion, elle est moins sévère. Ici nous pouvons clairement voir le retard du premier chemin son approximativement égal à 27 ns.

- L'effet du multi-trajet sur l'impulsion des ondelettes

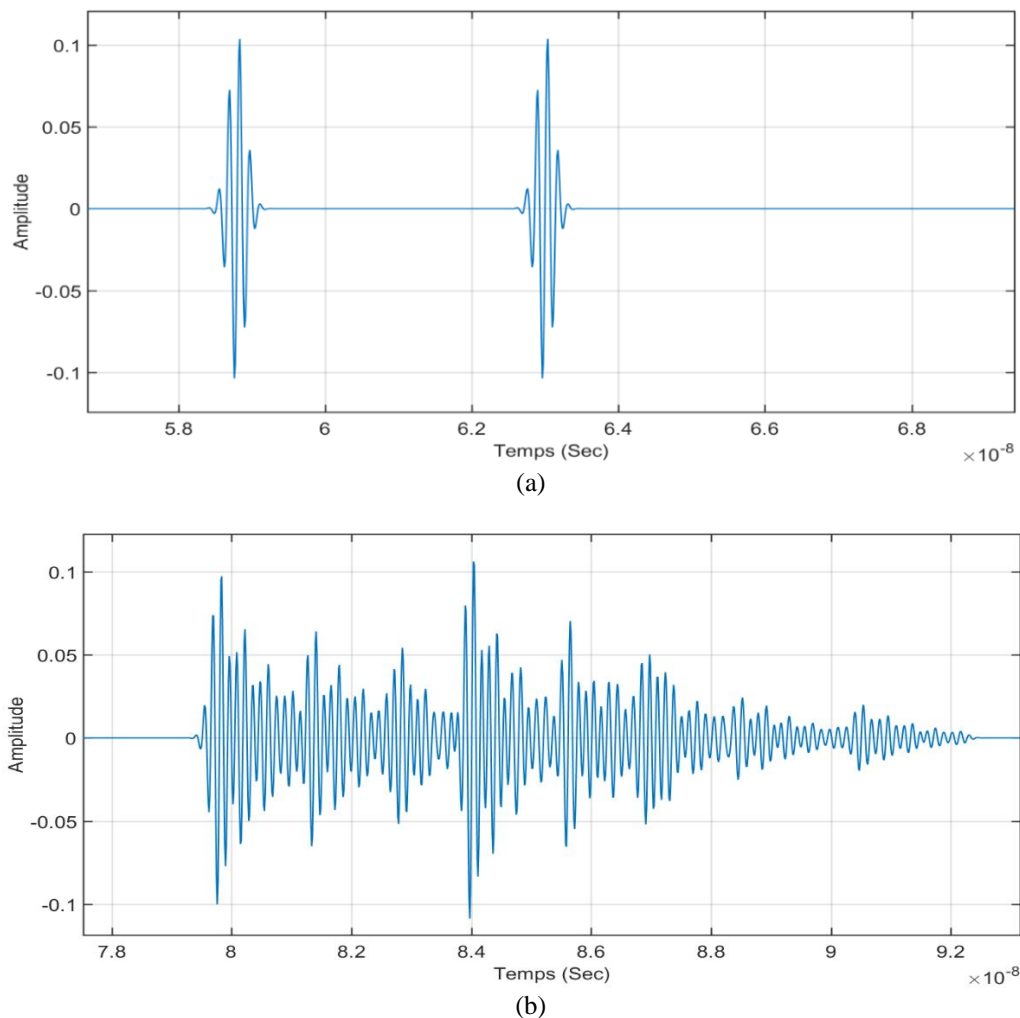
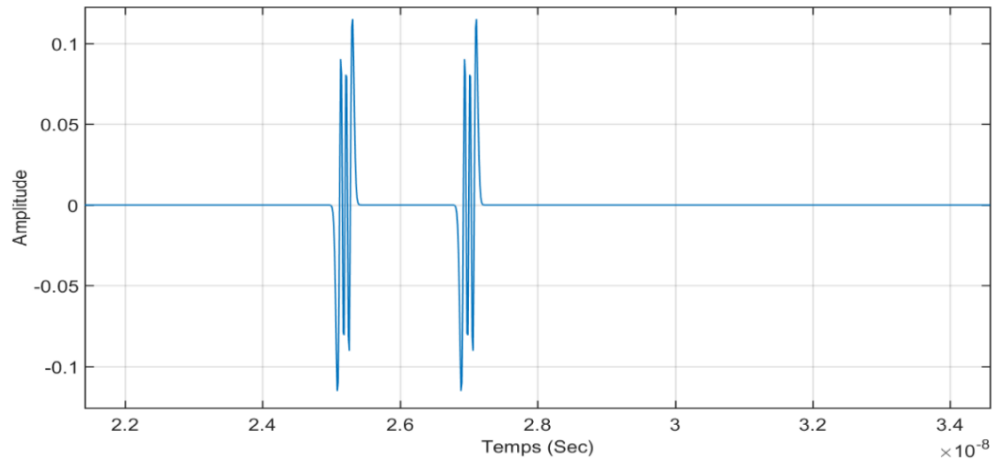


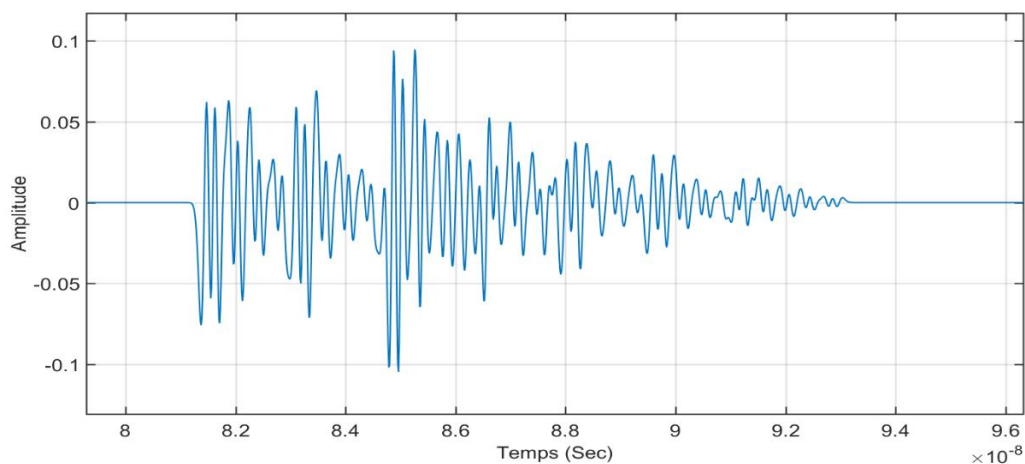
Figure III.24. L'effet du multi-trajet sur l'impulsion des ondelettes
a) sans les multi-trajets b) avec les multi-trajets

Dans ce cas de canal multi-trajets simulé, la figure III.24 montre deux impulsions d'ondelettes avant et après le canal multi-trajets, car nous pouvons voir que l'effet sur la forme de l'impulsion est sévère et que les chemins de la première impulsion interfèrent avec la deuxième impulsion. le retard du premier chemin dans ce cas est approximativement égal à 21 ns , cela indique également que le retard causé par le canal multi-trajet est aléatoire.

- L'effet du multi-trajet sur une l'impulsion Hermite modifiée d'ordre 5



(a)



(b)

Figure III.25. L'effet du multi-trajet sur l'impulsion Hermite modifiée d'ordre 5
a) sans les multi-trajets **b)** avec les multi-trajets

La figure III.25 illustre l'effet du multi-trajet sur deux impulsions, et comme nous pouvons le voir, la 2^{ème} impulsion est gravement perturbée par les chemins de la première impulsion, ce qui la déforme. Le retard du premier chemin dans ce cas est proche de 58 ns.

III.4 La réception du signal TH-UWB

Cette partie de la simulation montrera comment un signal TH-UWB est traité au niveau du récepteur, notre récepteur dans ce cas est un RAKE utilise un seul corrélateur car nous

n'estimons qu'un seul chemin puisque notre canal est en ligne de mire (LOS), ce récepteur utilisera l'estimation pour générer une impulsion locale (signal de référence) et son amplitude est normalisée à « 1 », ce signal de référence est corrélé avec le signal reçu pour détecter notre signal transmis.

Le TH code généré aléatoirement est connu au niveau du récepteur, et il y a une parfaite synchronisation entre l'émetteur et le récepteur.

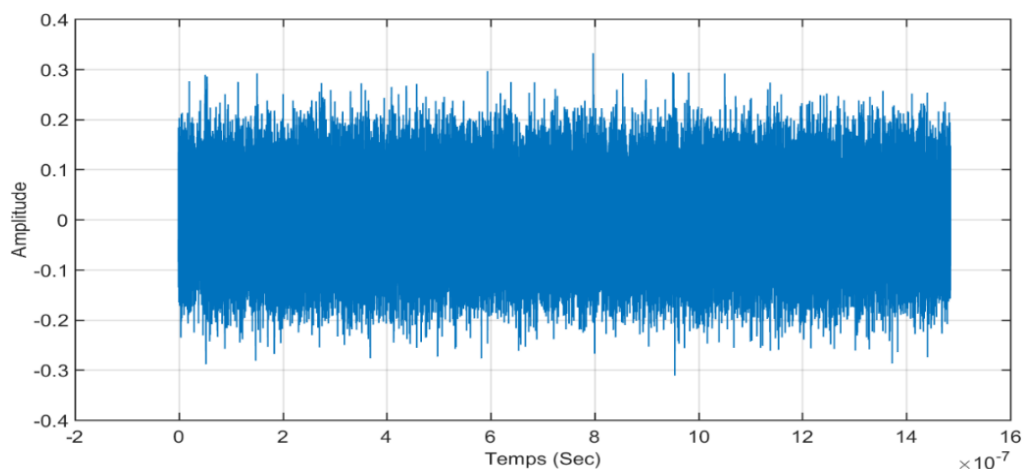
Notre séquence transmise est la suivante $\{1, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 1\}$, et elle est fixée dans nos tests sur le récepteur.

Le temps d'arrivée du premier chemin est estimé dans notre simulation et les performances de l'estimation sera discuté plus loin dans ce chapitre, donc pour l'instant nous supposons que le temps d'arrivée du premier chemin est connu et précis.

Les figures suivantes montrent le résultat de la simulation d'un traitement de signal TH-UWB avec trois types d'option de modulation dans deux scénarios SNR différents.

III.4.1 Le signal TH-UWB à la réception

Notre SNR dans ce cas est E_b/N_0 et on note le signal reçu simulé à 20 dB et 30 dB pour tester la sortie du corrélateur dans les cas de TH-BPSK et TH- PSM et TH-PPM



(a)

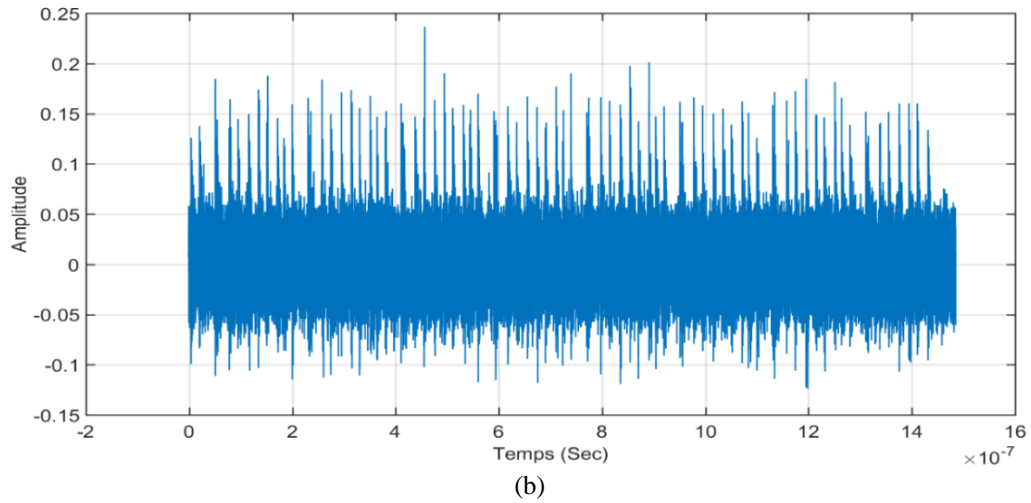
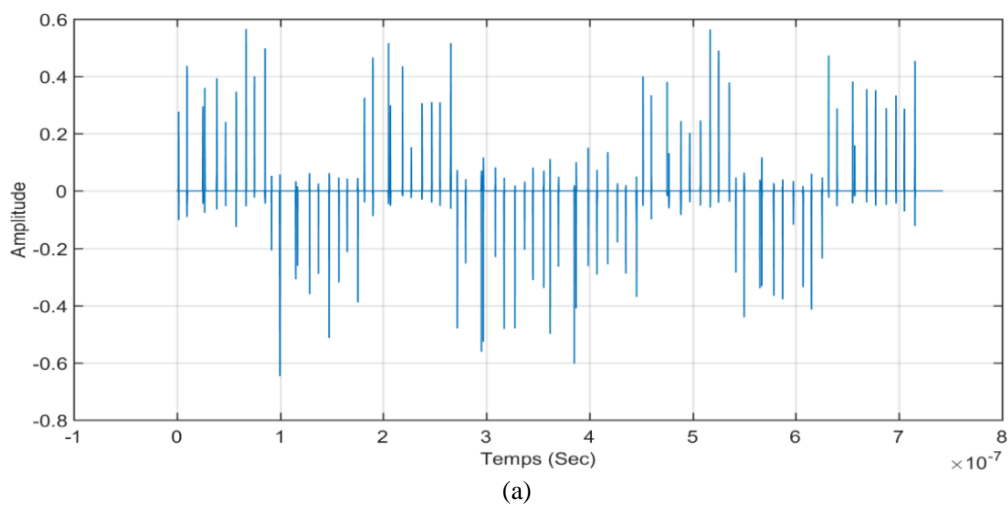


Figure III.26. Le signal reçu
 a) $E_b/N_0 = 20$ dB b) $E_b/N_0 = 30$ dB

Les figures III.26.a et III.26.b montrent un signal TH-PPM reçu dans deux cas de SNR, cependant le signal reçu pour les autres modulations sera similaire aux figures mentionnées.

III.4.2 Résultat de la corrélation dans le cas de TH-BPSK

La technique de modulation TH-BPSK utilise l'amplitude de « -1 » pour moduler le bit « 0 » et l'amplitude de « 1 » pour moduler le bit « 1 », donc dans le corrélateur au niveau du récepteur les impulsions de référence seront soit à l'amplitude de « 1 » ou une amplitude de « -1 », et le résultat de la corrélation sera estimé en fonction de l'impulsion de référence utilisée, cela sera montré dans la figure III.28 pour démonstration.



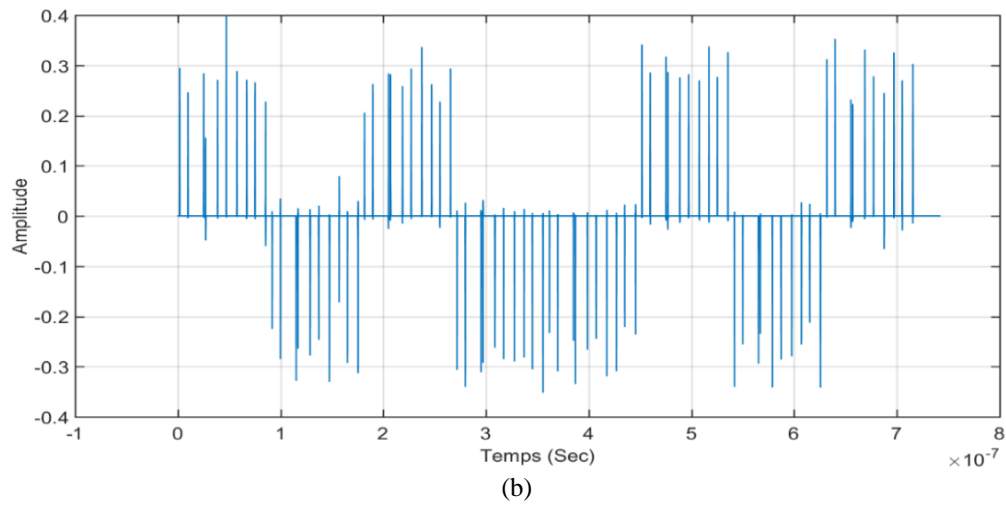


Figure III.27. Résultat de la multiplication au corrélateur (transmission TH-BPSK)
a) $E_b/N_0 = 20$ dB, **b)** $E_b/N_0 = 30$ dB

Les résultats de la multiplication au corrélateur sont montrés dans les figures III.27.a et III.27.b, la séquence modulée sera la séquence d'amplitude suivante $\{1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1\}$, et comme nous l'avons mentionné au début de ce chapitre, nous avons 10 frames pour représenter un symbole, il est donc maintenant possible de connaître la séquence envoyée en utilisant le signal de sortie du corrélateur, et cela est fait en faisant la moyenne de l'amplitude de crête des impulsions dans chaque dix trames (frames) qui représentent le symbole.

En appliquant cela dans notre cas, nous pouvons clairement voir que nous avons récupéré avec succès notre séquence transmise.

Considérant que nous ne pouvons pas distinguer le signal transmis au SNR de 20dB montré dans la figure III.26.a, et l'effet multi-trajets sur le signal, ce corrélateur était vraiment efficace pour détecter les impulsions du signal reçu bruyant.

La figure suivante montre une comparaison directe entre deux signaux, l'un est le signal généré à l'émetteur et le second est l'impulsion de référence au récepteur.

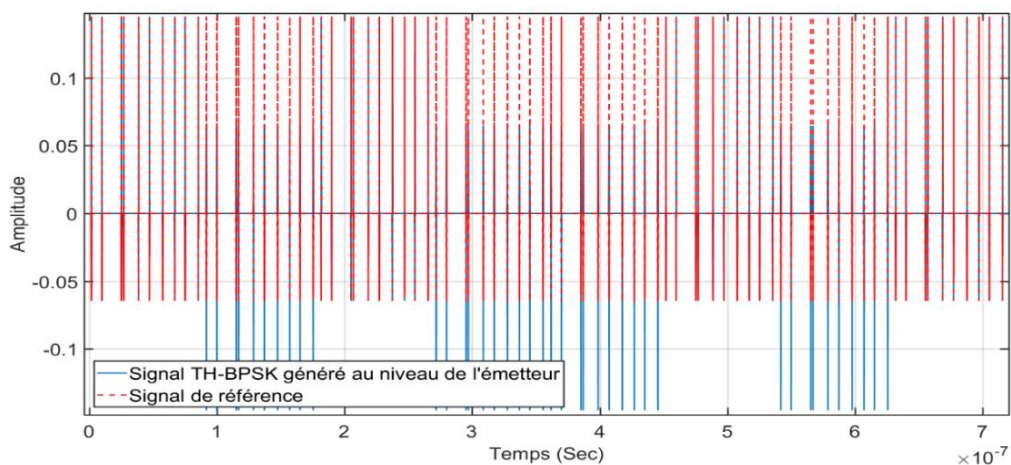
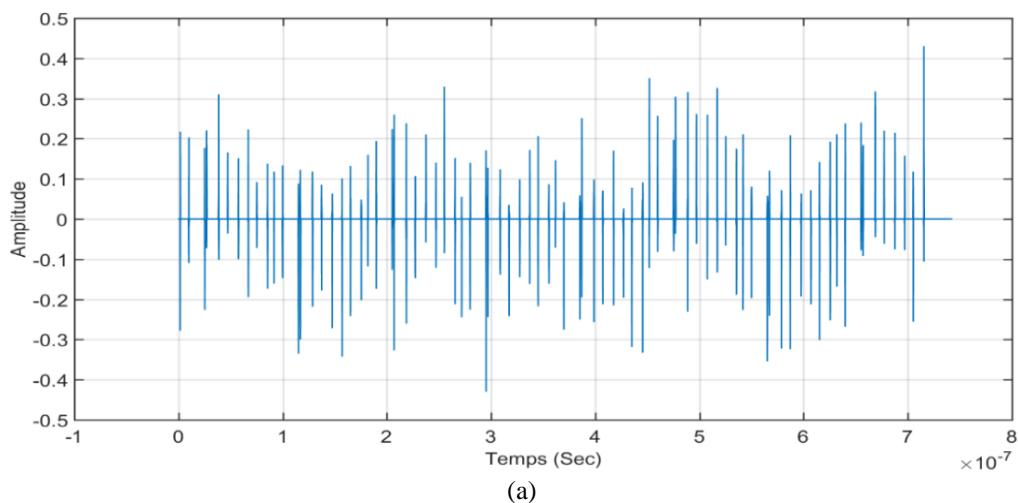


Figure III.28. Signal TH-BPSK à l'émetteur et le signal de référence au récepteur

Comme nous pouvons voir la différence maintenant, multiplier ces deux signaux donnera le même signal transmis, donc en appliquant cela à un signal bruyant, nous obtiendrons notre signal transmis et éliminerons le bruit, bien sur le TH Code doit être connu et correct.

III.4.3 Résultat de la corrélation dans le cas de TH-PSM

La technique de modulation PSM dépend de la modification de la forme de l'impulsion en fonction du bit transmis, donc au niveau du corrélateur, il doit y avoir deux impulsions de référence car dans notre simulation, la transmission est binaire soit « 1 » ou « 0 ».



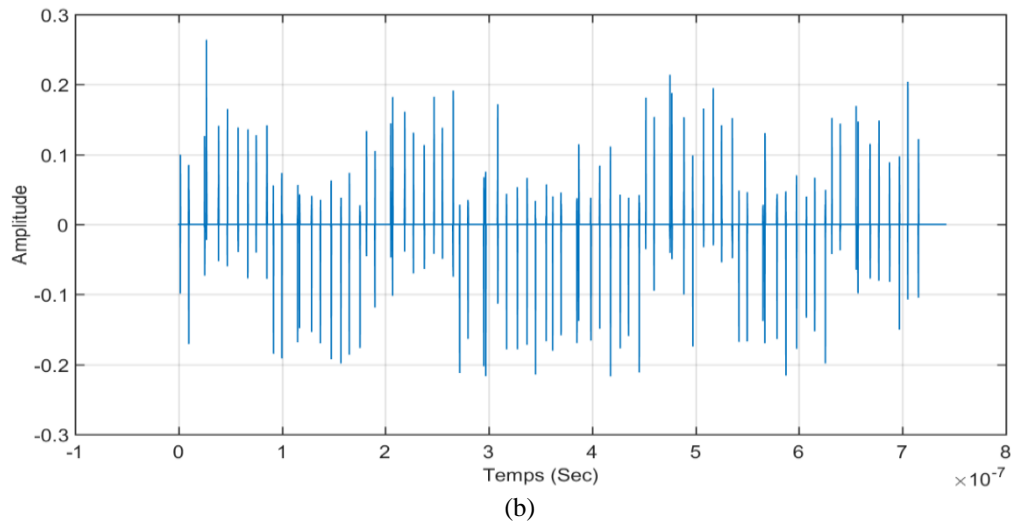


Figure III.29. Résultat de la multiplication au corrélateur (transmission TH-PSM)
a) $E_b/N_0 = 20$ dB, b) $E_b/N_0 = 30$ dB

Les figures III.29.a et III.29.b montre le résultat de la multiplication au corrélateur et on peut clairement qu'il y a une grosse différence entre les résultats à SNR égal à 20 dB et à 30 dB.

Les résultats à 20 dB ne sont pas utilisables et nous ne pouvons pas récupérer notre signal transmis avec succès, même en faisant la moyenne de l'amplitude de crête des impulsions dans chaque dix trames (frames), l'erreur se produira toujours.

Les résultats à 30 dB sont bien mieux et on peut récupérer le signal transmis donc aussi récupérer la séquence transmise, aussi le TH-PSM nécessite une bonne décision de seuil et nous y parvenons en intégrant le résultat de la multiplication à l'aide d'un intégrateur.

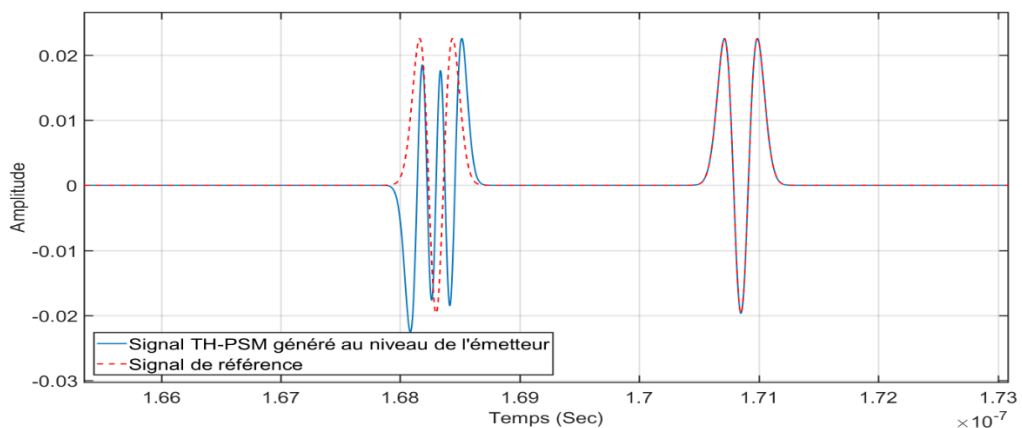


Figure III.30. Comparaison entre le signal TH-PSM et le signal de référence (zoomé)

La figure III.30 montre une comparaison entre le signal transmis et de référence, d'un système TH-PSM qui utilise les impulsions de Hermite modifiées, comme on peut le remarquer l'orthogonalité des impulsions est cruciale pour ce type de modulation, cela se traduira en multipliant l'impulsion de référence avec un signal bruité pour éliminer les impulsions déphasées et augmenter les impulsions qui sont en phase, et se comportera comme un amplificateur.

III.4.4 Résultat de la corrélation dans le cas de TH-PPM

La technique de modulation TH-PPM dépend d'un léger décalage temporel de l'impulsion qui s'appelle le delta (δ) de modulation, dans notre simulation nous avons décalé le bit « 1 » et laissé le bit « 0 » non décalé.

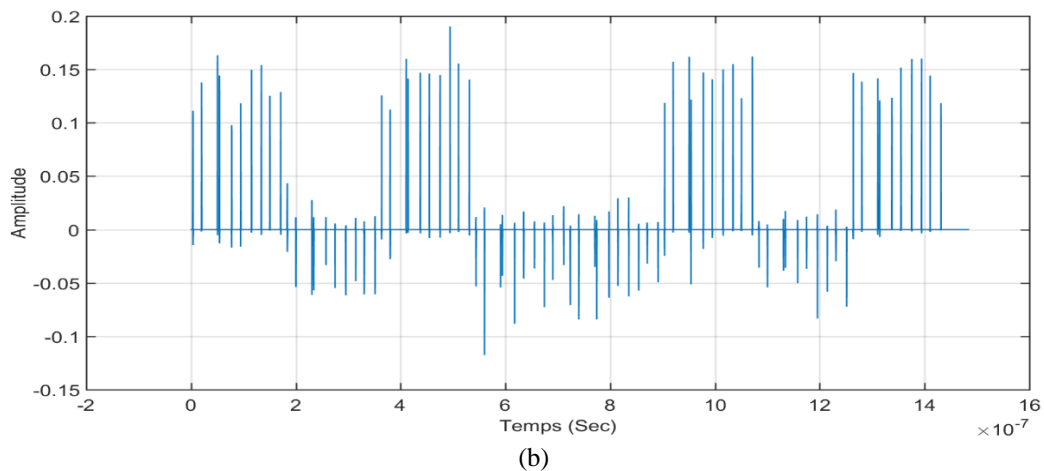
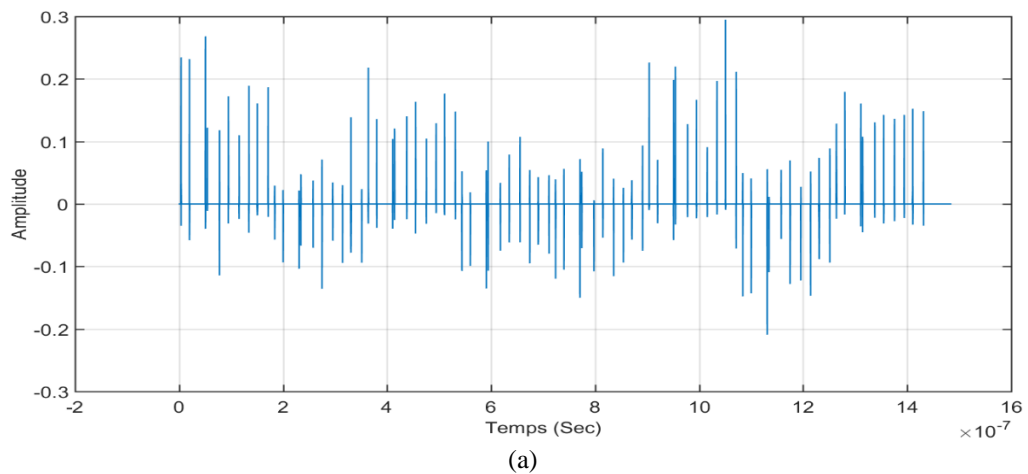


Figure III.31. Résultat de la multiplication au corrélateur (transmission TH-PPM)
a) $E_b/N_0 = 20$ dB, **b)** $E_b/N_0 = 30$ dB

Le récepteur corrélateur est connu pour être optimisé pour les systèmes TH-PPM en raison de la nature de la technique PPM, en multipliant le signal reçu avec le signal de référence, les impulsions en phase seront augmenté au-dessus du niveau de bruit de tout ce qui n'est pas en phase sera annulé à 0 ou à une valeur négative (figure III.32), et nous pouvons clairement voir que dans les figures III.31.a et III.31.b, si nous ne considérons les valeurs positives seulement et utilisons le bon seuil, la séquence sera facile à récupérer, et puisque l'intégrateur fera la moyenne de l'amplitude de crête des impulsions dans chaque dix trames (frames), un bon maintien du seuil ne sera pas difficile déterminer.

Les résultats à SNR de 20 dB sont un peu bruyants si on les compare avec des résultats à SNR de 30 dB, et pourtant la séquence envoyée peut être obtenue facilement dans les deux cas SNR.

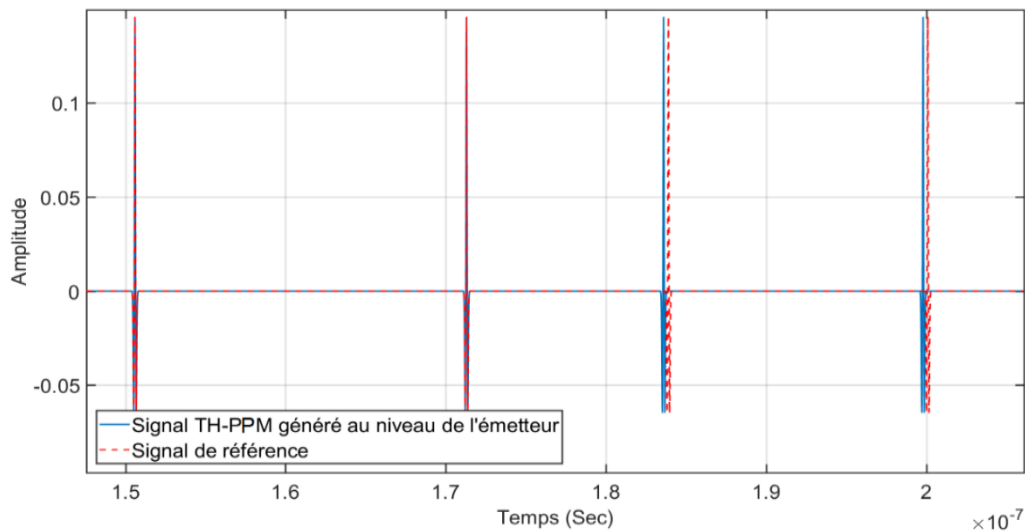


Figure III.32. Comparaison entre le signal TH-PPM et le signal de référence (zoomé)

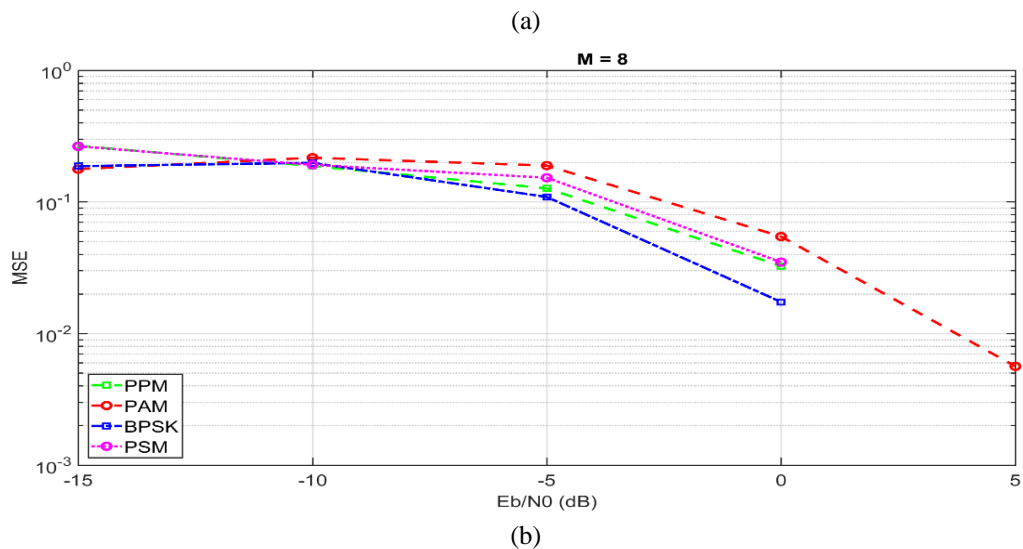
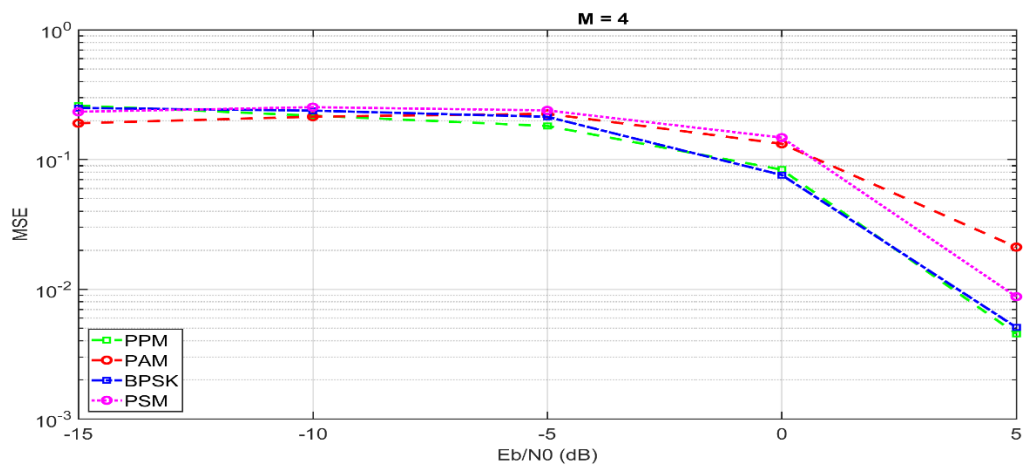
La figure III.32 illustre une vue agrandie d'une comparaison entre les impulsions TH-PPM à l'émetteur et les impulsions de référence au récepteur, nous pouvons observer qu'en multipliant les deux signaux augmentera les impulsions en phase et éliminera les impulsions qui sont déphasées.

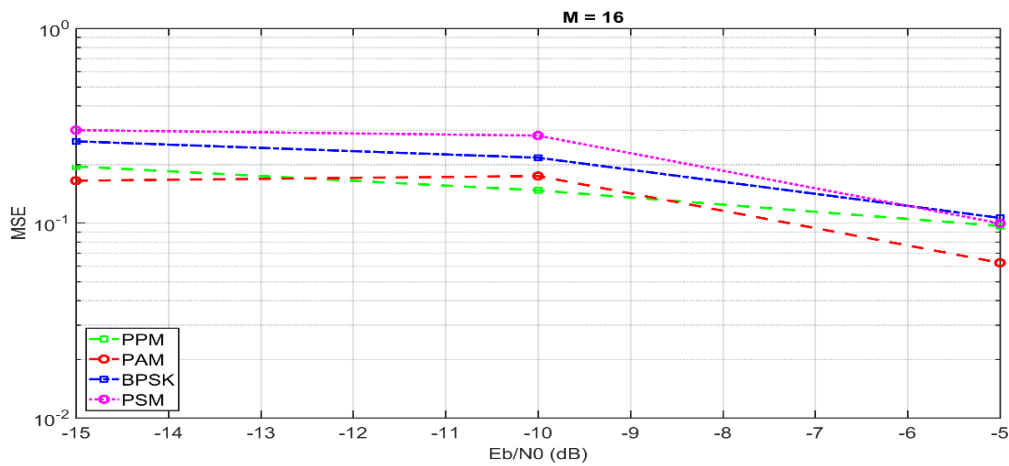
III.5 Performances du Système TH-UWB

Dans notre simulation, nous avons étudié les performances de l'estimation du délai de canal et du BER du système par rapport au rapport signal sur bruit (SNR) à chaque nombre de bits transmis « 4, 8, 16 », pour les différents scénarios de modulation (PPM, PAM, BPSK, PSM), le modèle de canal utilisé est IEEE 802.15.3a CM1 LOS à 4m.

III.5.1 Erreur d'estimation de canal

Après avoir estimé le canal selon la fonction ML avec contexte supervisé (DA), nous représentons l'erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimation du canal par rapport au rapport de signal sur bruit (SNR). Les résultats sont montrés dans les figures III.33.a, b et c, où le SNR est représenté ici par E_b/N_0 .



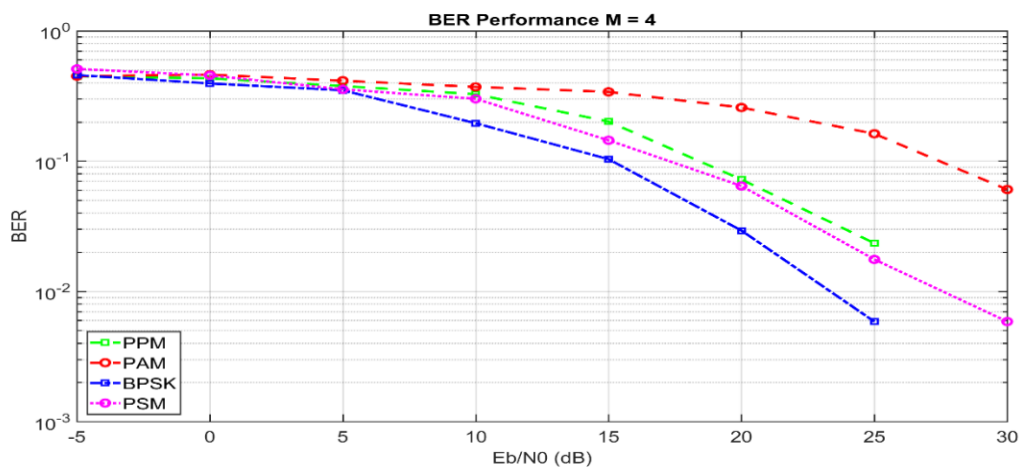


(c)
Figure III.33. MSE du délai estimé
 a) $M = 4$, b) $M = 8$, c) $M = 16$

Les figures III.33.a, b et c illustrent l'évaluation de MSE en fonction de SNR pour M égal à 4, 8 et 16 respectivement, il est à noter que le MSE a été influencé par le nombre de bits transmis, car il est devenu plus faible lorsque le nombre de bits transmis est plus élevé, les modulations n'ont pas d'influence notable à l'estimation. Pour obtenir un MSE de 10^{-1} avec $M = 4$ le SNR doit être à 0 dB et pour obtenir la même valeur MSE à $M = 16$ le SNR doit être juste à -5 dB ce qui signifie une différence de 5 dB de SNR.

III.5.2 Le taux d'erreur binaire BER

Les figures suivantes illustrent les performances du BER de notre système TH-UWB simulé, influencées par l'AWGN et le canal multi-trajet, nous avons évalué les quatre modulations en termes de BER en fonction de E_b/N_0 .



(a)

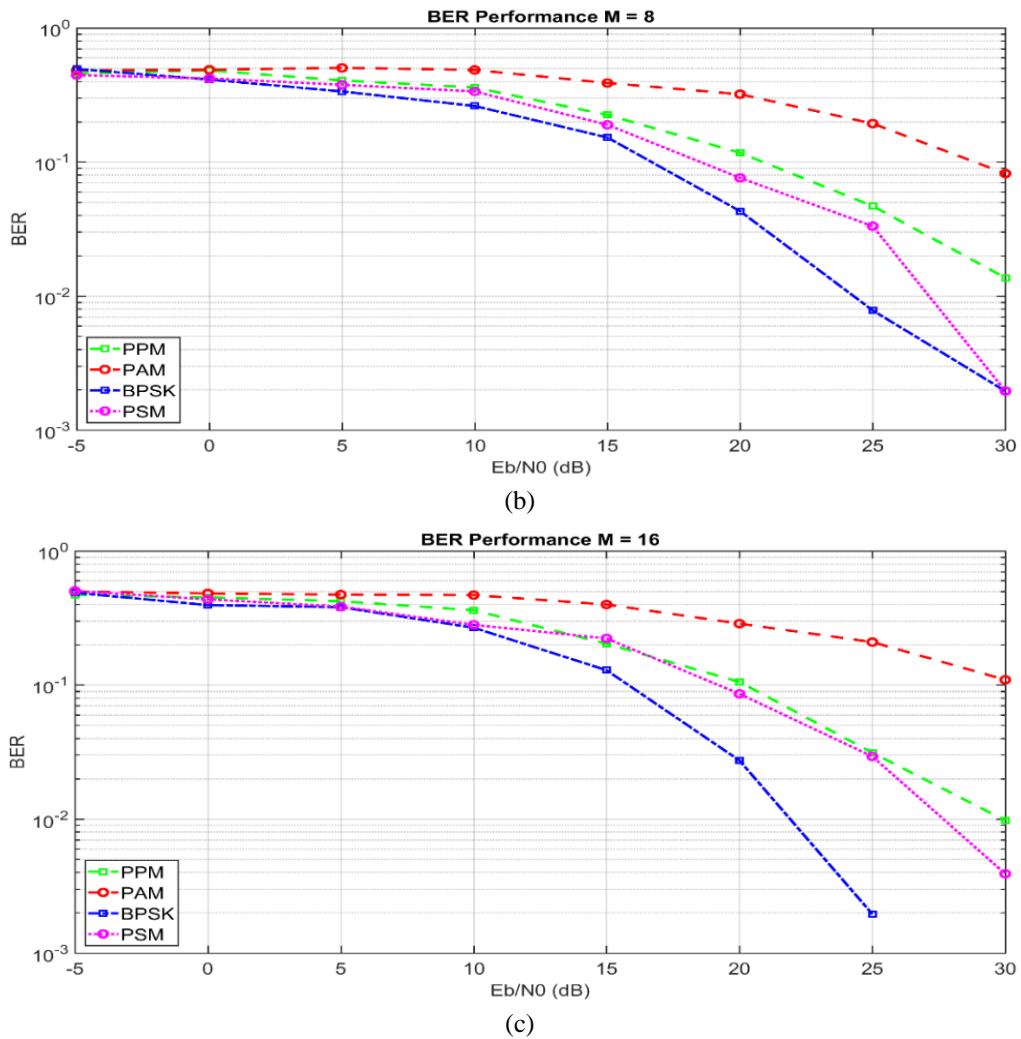


Figure III.34. Performances du BER (TEB)
 a) $M = 4$, b) $M = 8$, c) $M = 16$

Comme on peut l'observer sur les figures III.34.a, b et c, le BER n'a pas été influencé par le nombre du bit transmis, mais par contre on voit qu'il y a une influence par le type de modulation utilisé. D'après ces figures, il est évident que le TH-BPSK est la meilleure modulation et le TH-PAM est le pire. Pour un BER de 10^{-2} , le TH-BPSK est à $E_b/N_0 = 22$ dB et le TH-PSM est à $E_b/N_0 = 27.5$ dB, c'est une différence de 5,5 dB de SNR, le TH-PPM est à 30 dB ce qui signifie une différence de 8 dB de SNR, les modulation TH-PSM et TH-PPM sont le choix intermédiaire.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les résultats de simulation de la liaison TH-UWB, nous avons donc commencés par l'émetteur avec les modulations mises en œuvre, le modèle de canal de type IEEE 802.15.3a CM1 qui est en ligne de mire à une distance de 0 à 4 m et le récepteur RAKE à corrélateurs multiple qu'il ne nécessite pas d'avoir une synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur. Ensuite on a comparé les performances pour devers scenarios de l'estimation du canal et du BER.

Conclusion Générale

Dans notre étude, nous adaptons la technique d'étalement de spectre à sauts temporels TH avec différents schémas de modulations (BPSK, PAM, PPM et PSM) et une approche du ML pour l'estimation de canal.

L'un des problèmes les plus critiques dans la conception des systèmes ULB concerne les schémas d'acquisition temporelle et d'estimation de canal, qui doivent être suffisamment précis et robuste contre les interférences d'accès multiples et les évanouissements par trajets multiples. Pour surmonter ce problème, nous avons envisagé un récepteur RAKE dans notre système TH-UWB, car c'est l'un des types de récepteurs les plus appropriés pour un canal de communication comportant des composants multivoies en grand nombre. Dans notre étude, nous avons utilisé l'approche du ML assistée par les données pour estimer le canal puis traiter le signal reçu en fonction de de cette estimation.

Dans les deux premiers chapitres, nous avons présenté un bref aperçu de la technologie UWB et des différentes réglementations imposées par la FCC sur le masque de fréquence. De plus, une étude sur le système de communication TH-UWB qui utilise l'accès multiple par division des codes de saut temporel.

Dans le dernier chapitre, nous avons exécuté une simulation utilisant un script MATLAB pour évaluer un système TH-UWB, les résultats sont utilisés pour explorer en détail les fonctionnalités du système, telles que les schémas de modulation et les effets du canal radio sur le signal à l'extrémité du récepteur, nous avons découvert grâce aux résultats du corrélateur que le système se comporte extrêmement bien dans un environnement très bruyant, et à la fin les résultats de performance ont démontré que l'augmentation du nombre de bits transmis donnera une meilleure performance d'estimation de canal, et les résultats ont également montré que le type de modulation était important, comme nous l'avons conclu à la fin, TH-BPSK était le meilleur par rapport aux trois autres modulations.

Références

Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] <https://www.ic.gc.ca/eic/site/smt-gst.nsf/fra/sf08285.html#what21>
- [2] D. Marchaland, "Architectures et circuits dédiés aux émetteurs ultra large bande bas débit," thèse, Université de Marne-La-Vallée, 2007.
- [3] S. M. EKOME, "Etude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN," thèse, Université Paris-Est, 2012.
- [4] A. BENFARAH, "Conception d'une chaîne de communication pour réseaux BAN sur couche PHY UWB-IR," rapport de stage du master, Electronique et Systèmes de Communications, Université Pierre et Marie Curie (Paris VI), 2009.
- [5] H. Arslan, Z. N. Chen, M. G. Di Benedetto. Ultra Wideband Wireless Communication. John Wiley, 2006.
- [6] M. G. Di Benedetto, T. Kaiser, A.F. Molisch, I. Oppermann, C. Politano, D. Porcino . UWB Communication Systems A Comprehensive Overview. Hindawi,2006.
- [7] J. Hamon, "Oscillateurs et architectures asynchrones pour le traitement des signaux radio impulsionnelle UWB," thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG.
- [8] B. Miscopein, "Systèmes UWB impulsionnels non cohérents pour les réseaux de capteurs : coexistence et cooperation," thèse, INSA de Lyon, 2010.
- [9] A. Benfarah, "Sécurisation d'un lien radio UWB-IR," thèse, INSA de Lyon, 2013
- [10] I. Opperman, M. Hamamainen, and J. Iinatti. UWB Theory and Applications. John Wiley, 2004.