



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 : Cherouik abdelouaheb
Lahcine Wafa Chaima

DOMAINE : Sciences et Technologie
FILIERE : Télécommunications
OPTION : Système de télécommunications

Thème

Etude et conception des impulsions pour les systèmes UWB luttant contre les interférences à bande étroite NBI

Jury de soutenance :

Nom et Prénom	Grade	Qualité
Mme. Ouardas Asma	MAB	Encadreur
Mr. Seghier Abdelkrim	MAA	Président
Mr. Remdani Saadi	MAA	Examineur

Promotion : 2020/2021

Remerciements

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de fin d'étude mené au niveau du département d'Electronique de l'université Amar Thelidji de Laghouat

Tout d'abord, Nous remercions ALLAH, le tout puissant sans sa volonté rien n'est possible, qui nous donné de l'aide, du courage et de la patience afin de réaliser ce travail.

Nous tenons tout d'abord à remercier chaleureusement notre directrice de mémoire Mme. *OUARDAS ASMA*, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter notre réflexion.

Nous avons conscience de l'honneur que nous fait *Mr. SEGHIER Abdelkarim* en étant président du jury et *Mr. MERRAH Lahcen* et *Mr. REMDANI Saadi* d'avoir accepté d'examiner notre manuscrit de mémoire.

Un grand merci à tous nos maitres au sein du *département d'électronique* de l'université Amar Thelidji et à tous nos amis.

Enfin, nous exprimons toute notre gratitude envers toutes les personnes qui ont contribués de près ou de loin au bon déroulement de ce modeste travail.

Dédicace

Je dédie ce mémoire :

A mon père et ma mère pour leur amour inestimable, leurs sacrifices, leurs confiances, leur soutien et toutes les valeurs qu'ils ont su m'inculquer.

*A mes sœurs « **Rania, Abir** » et mon frère « **Imad** », pour leur tendresse, leur complicité et leur présence et mon seul unique oncle « **Imad Bachir** ».*

*A mes ami(es) de classe master deux système télécom, et mes meilleurs amis :
« **Abderezak, Abdelhadi, Abdedjalil, Abdnnour** » .*

Abdelouaheb

Dédicace

Je dédie ce modeste travail:

*A celle qui a toujours garni mes chemins force et lumière... ma chère mère, celle
qui a souffert, sans me faire souffrir, quelle trouve dans ce mémoire le
témoignage de ma reconnaissance et de mon affection pour tous les sacrifices,*

Cextrême amour qu'elle m'a offert pour m'avoir réussi

A l'homme que je dois le respect, mon bonheur, mon cher père.

*Je remercie mon grand frère « **Djamel Eddin** » qui m'a toujours accompagné
dans ma vie*

*Et mes anges sœurs « **Zohra, Sara, Ikram et Hiba** »*

*Mes petites nièces « **Ilef, Rawen et Mohsin** »*

*Tous mes amis, Surtout « **Radia, Safa et Bessma** »*

Toute personne Qui m'a aidé à franchir un horizon dans ma vie...

Chaima

Résumé

Depuis quelques années, les télécommunications ont notamment connu un développement remarquable grâce à nos besoins accrus à ces technologies. Il est devenu nécessaire de trouver des solutions qui répondent à toutes les exigences de la technologie Ultra Large Bande (UWB) qui sont maintenant utilisées dans de nombreux domaines, y compris le radar et la localisation UWB. Comme les systèmes sont à large bande, ils interfèrent avec les systèmes sans fil actuels tels que WiMAX, WLAN,...

Dans le cadre de notre mémoire, nous avons étudié la conception des impulsions luttant contre les interférences à bande étroite (NBI) et discuté les résultats de simulation des formes d'impulsion UWB.

Mots clés: UWB, NBI, PSWF, Chebyshev, TH-PPM, TH-PAM.

Abstract

Over the past few years, telecommunications has seen remarkable development because of our increased needs for these technologies. It has become necessary to find solutions that meet all the requirements of Ultra Wide Band technology that are now used in many areas, including radar and UWB localization. Because the systems are wide band, they interfere with existing wireless systems such as WiMAX, WLAN, etc.

The main objective of this memo is to study the design of some pulses for narrow-band interference avoidance (NBI) and discuss the results of simulation of UWB pulse forms.

Keywords: UWB, NBI, PSWF, Chebyshev, TH-PPM, TH-PAM.

ملخص

خلال السنوات القليلة الماضية، شهدت الاتصالات السلكية واللاسلكية تطورا ملحوظا بفضل احتياجاتنا المتزايدة لهذه التكنولوجيا. وقد أصبح من الضروري إيجاد حلول تلبي جميع المتطلبات. لهذا تستخدم تكنولوجيا الاتصالات ذات النطاق الواسع. UWB في عدة مجالات بما في ذلك الرادار و لانها تكنولوجيا ذات نطاق واسع فانها تتداخل مع الانظمة اللاسلكية وتتخلص الأهداف الرئيسية لهذه المذكرة في دراسة تصميم بعض النبضات لتجنب التداخل الضيق النطاق NBI ومناقشة نتائج اشكال النبض UWB.

الكلمات المفتاحية: انظمة ذات نطاق واسع، التداخل الضيق النطاق ، انظمة TH-PAM , انظمة TH-PPM.

Table des matières

Remercîment.....	i
Dédicace	ii
Résumé.....	iv
Table des matières	v
Liste des figures.....	viii
Liste des tableaux.....	xi
Liste des abréviations.....	xii
Introduction générale.....	1

Chapitre 1 : Les communications Ultra Large Bande

1.1	Introduction	3
1.2	Historique et définition.....	3
1.2.1	Historique	3
1.2.2	Définition des signaux UWB	5
1.3	Comparaison entre un système UWB et système a bande étroite	6
1.4	Caractéristiques de la technologie Ultra Large Bande	6
1.4.1	Problème dû à la propagation par trajets multiples	7
1.4.2	Une communication protégée.....	7
1.4.3	Capacité de la technologie ULB.....	7
1.4.4	Simplicité relative des systèmes ULB.....	7
1.4.5	Inconvénients de l'Ultra Large Bande	8
1.5	Les applications de l'ULB.....	8
1.5.1	Systèmes d'imagerie radar	8
1.5.2	Systèmes radar de véhicule	8
1.5.3	Systèmes de communication	8
1.6	Règlementation de l'UWB	9
1.6.1	Règlementation aux Etats-Unis.....	9
1.6.2	Règlementation dans le reste du monde.....	10
1.7	Intérêts de l'UWB	12
1.8	Radio Impulsionnelle UWB	13
1.8.1	L'impulsion gaussienne.....	13

1.8.2	Le monocycle gaussien	14
1.8.3	Le double gaussien	15
1.8.4	La fonction sinus cardinal	15
1.8.5	Les polynômes orthogonaux	16
1.9	Modulations en UWB.....	18
1.9.1	Modulation de position « Pulse Position Modulation » (PPM)	18
1.9.2	Modulation d'amplitude « Pulse Amplitude Modulation » (PAM)	19
1.9.3	Modulation tout ou rien « On Off Keying » (OOK)	19
1.9.4	Modulation de phase ou modulation dite biphasee « Binary Phase Shift Keying» (BPSK) 20	
1.10	Techniques d'accès multiple en UWB	21
1.10.1	Accès multiple par séquence directe (DS-UWB).....	21
1.10.2	Accès multiple par saut temporel (Time Hopping: TH)	21
1.11	Modèle statique du canal radio UWB	22
1.11.1	Modèle IEEE 802.15.3a	22
1.12	Conclusion.....	26

Chapitre 2 :Lutte contre L'interférence à bande étroite

2.1	Introduction	27
2.2	Interférences potentielles.....	27
2.2.1	Interférences bande étroite dans les fréquences UWB.....	27
2.2.2	Le WiMax	28
2.2.3	Système en présence de NBI.....	30
2.2.4	Modélisation de l'interférence bande étroite :.....	30
2.3	Méthodes de lutte contre le NBI.....	31
2.3.1	Méthodes préventives.....	32
2.3.2	Méthodes correctives.....	34
2.4	Conclusion	41

Chapitre 3 :Conception et simulation des impulsions Luttant contre NBI

3.1	Introduction	42
3.2	La coexistence du NBI (interférence à bande étroite) dans le signal utile émis.....	42
3.2.1	Interférence due au système DSSS (étalement de spectre à séquence directe). 43	
3.2.2	Interférence due au système DSSS: Centré dans le spectre UWB	43

3.2.3	Interférence due au système FHSS (étalement de spectre par saut de fréquence)	44
3.3	Conception des impulsions luttant contre le NBI	46
3.3.1	Conception d'une impulsion utilisant la PSWF et l'algorithme EVD	47
3.3.2	Conception d'une impulsion utilisant l'approximation de la fonction Chebyshev	52
3.4	Simulation d'une chaîne de transmission TH-UWB en présence du NBI	56
3.4.1	Simulation d'un système TH-PPM-UWB en présence du NBI	57
3.4.2	Analyse du BER dans le système TH-PPM	59
3.5	Simulation d'un système TH-PAM-UWB en présence du NBI	61
3.5.1	Analyse du BER dans le système TH-PAM-UWB	63
3.6	Comparaison des performances des impulsions en terme de BER	67
3.6.1	Résultats de simulation et Discussion	67
3.7	Conclusion	72
	Conclusion générale	74
	Bibliographie	75

Liste des figures

Figure 1.1	Représentation de la densité spectrale de puissance des signaux UWB et signaux à bande étroite en fonction de la fréquence.....	5
Figure 1.2	Comparaison de l'impulsion et la densité spectrale entre (a) un signal UWB et (b) un signal à bande étroite (NB).....	6
Figure 1.3	Illustration de quelques applications potentielles de l'UWB.....	9
Figure 1.4	Masques d'émission indoor et outdoor des signaux UWB définis par la FC.....	10
Figure 1.5	Masques d'émission des signaux UWB autorisés en Europe (ECC) et aux Etats-Unis(FCC).....	11
Figure 1.6	Formes d'impulsions UWB.....	13
Figure 1.7	Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion gaussienne	14
Figure 1.8	Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion monocycle.....	15
Figure 1.9	Forme d'onde et spectre du sinus cardinal.....	16
Figure 1.10	Représentation temporelle des quatre premiers ordres du polynôme Hermite modifié.....	17
Figure 1.11	Représentation fréquentielle des quatre premiers ordres du polynôme Hermite Modifié.....	17
Figure 1.12	Modulation d'impulsion en position.....	18
Figure 1.13	Modulation d'impulsion en amplitude.....	19
Figure 1.14	Modulation d'impulsion par tout ou rien.....	20
Figure 1.15	Modulation de phase BPSK.....	20
Figure 1.16	Représentation d'un signal DS-UWB.....	21
Figure 1.17	Représentation d'un signal TH-UWB.....	21
Figure 1.18	Allure de la puissance moyenne du gain de la réponse impulsionnelle.....	23
Figure 1.19	La réponse impulsionnelle du canal pour différentes version du modèle IEEE 802.15.3a.....	25
Figure 2.1	Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF	29
Figure 2.2	Signal reçu en présence de NBI.....	30

Figure 2.3 Exemple d'architecture d'un émetteur et d'un récepteur UWB-IR en présence des méthodes préventives et correctives pour lutter contre le NBI.....	31
Figure 2.4 Les formes d'onde d'impulsions PSWF.....	33
Figure 2.5 Creux dans le spectre avec les fonctions PSWF.....	33
Figure 2.6 Suppression de sous-porteuse dans la méthode MRTW.....	35
Figure 2.7 La performance du TEB des récepteurs Rake pour modèle du canal IEEE UWB.....	38
Figure 2.8 Boucle de retour dans un récepteur TR.....	39
Figure 2.9 Détecteur d'énergie avec banc de corrélations.....	40
Figure 2.10 Détecteur d'énergie avec l'opérateur Teager-Kaiser.....	41
Figure 3.1 La forme d'onde et spectre du NBI due au système DSSS (la gamme 2.4- 2.48 Ghz).....	43
Figure 3.2 La forme d'onde et spectre du NBI due au système DSSS (bande 5 Ghz).....	44
Figure 3.3 La forme d'onde du NBI due au système FHSS.....	45
Figure 3.4 Signal utile émis avec l'ajout du NBI dans le domaine temporel et fréquentiel...	46
Figure 3.5 La DSP de l'impulsion gaussienne et ses dérivées.....	47
Figure. 3.6 Le Spectre désiré	47
Figure 3.7 Schéma de l'algorithme de conception d'impulsion.....	48
Figure 3.8 Impulsion en UWB générée en utilisant la fonction PSWF et l'algorithme EVD: (a) La forme d'impulsion. (b) la DSP de l'impulsion.....	49
Figure 3.9 Le spectre désiré avec une fenêtre d'interférence à bande étroite.....	50
Figure 3.10 Impulsion en UWB générée pour la lutte contre une seule NBI : (a) La forme d'impulsion PSWF en utilisant l'algorithme EVD. (b) la DSP de l'impulsion.....	51
Figure 3.11 Impulsion en UWB générée pour la lutte contre le double NBI : (a) La forme d'impulsion PSWF en utilisant l'algorithme EVD. (b) la DSP de l'impulsion.....	51
Figure 3.12 les formes des trois bandes générant l'impulsion pour éviter le double NBI.....	52
Figure 3.13 Le spectre désiré et son spectre normalisé.....	54
Figure 3.14 DSP de l'impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybyshev en ajustant les paramètres N et W.....	55
Figure 3.15 Impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybyshev pour la suppression d'une seule NBI : (a) L'impulsion, (b) DSP de l'impulsion.....	56

Figure 3.16 Impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybshev pour la suppression de multiple NBI : (a) L'impulsion, (b) DSP de l'impulsion	57
Figure 3.17 Système de communication TH –UWB.....	57
Figure 3.18 Système de communication TH-PPM-UWB.....	58
Figure 3.19 Impulsion PPM modulée	59
Figure 3.20 Schéma synoptique de la chaine de transmission en bande de base en présence du NBI	60
Figure 3.21 Récepteur optimal pour TH-PPM.....	61
Figure 3.22 Récepteur optimal pour TH-PPM basé sur un seul corrélateur.....	62
Figure 3.23 La probabilité d'erreur binaire pour le cas TH-PPM.....	62
Figure 3.24 Système de communication TH-PAM-UWB.....	63
Figure 3.25 Transmission d'un signal TH-PAM.....	64
Figure 3.26 Schéma synoptique de la chaine de transmission en bande de base en présence du NBI	65
Figure 3.27 Récepteur optimal pour TH -PAM basé sur un seul corrélateur.....	66
Figure 3.28 La probabilité d'erreur binaire pour le cas du TH-PAM.....	66
Figure 3.29 Comparaison entre TH-PPM et TH-PAM.....	67
Figure 3.30 Comparaison des performances des impulsions en terme de probabilité d'erreur binaire en changeant les paramètres N et W.....	68
Figure 3.31 Comparaison des performances des impulsions en terme de probabilité d'erreur binaire pour éviter une seule NBI	69
Figure 3.32 Comparaison des performances des impulsions en termes de probabilité d'erreur pour éviter les multiple NBI.....	69
Figure 3.33 Comparaison des performances des impulsions en terme de probabilité d'erreur binaire pour la modulation TH-PAM	70
Figure 3.34 Comparaison des performances des impulsions en termes de probabilité d'erreur pour éviter une seule NBI pour la modulation TH-PAM.....	71
Figure 3.35 Comparaison des performances des impulsions en termes de probabilité d'erreur pour éviter les multiple NBI la modulation TH-PAM.....	71
Figure 3.36 Comparaison des performances des impulsions en termes de probabilité d'erreur pour les deux types de modulation PPM et PAM	72
Figure 3.37 Comparaison des nombres des utilisateurs pour les deux types de modulation TH-PPM et TH-PAM.....	73

Liste des tableaux

Tableau 1.1	Bandes de fréquences allouées.....	12
Tableau 1.2	Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a.....	25
Tableau 2.1	Potentiels interférences bande étroite.....	28
Tableaux 2.2	Synthèse des variations de l'IEEE802.16.....	29
Tableaux 3.1	Les paramètres de la simulation.....	56

Liste des acronymes et abbreviations

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
A-RAKE	All-Rake
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station
BPSK	Binary Phase Shift Keying
DS	Direct Sequence
DSP	Spectral Density
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
ECC	European Communications Commission
FCC	Federal Communications Commission
GPR	Ground Penetrating Radar
GPS	Global Positioning System
IEEE	Institute of Electrical and Electronics
IR-UWB	Impulsionnel Radio Ultra Wide Band
LOS	Line Of Sight
MUI	Multi-Users Interferences
NB	Narrow Band
NBI	Narrow Band Interference
NLOS	No Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OOK	On Off Keying
P-Rake	Partial-Rake
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PIRE	Equivalent Isotropic Radiated Power
PPM	Pulse Position Modulation
PSWF	Prolate Spheroidal Wave Function
SHF	Super High Frequency
S-Rake	Selective-Rake

SNR	Signal-to-Noise Ratio
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
TH	Time Hopping
TH-PPM	Time hopping-Pulse Position Modulation
UHF	Ultra High Frequency
UWB	Ultra Wideband
Wi-Fi	Wireless fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Introduction générale

Aujourd'hui, les systèmes de communication numérique sont extrêmement importants dans de nombreux domaines et font l'objet de recherches scientifiques à travers le monde. Ces systèmes de communication font l'objet de nombreuses innovations, notamment dans les télécommunications mobiles (3G, 4G et 5G aujourd'hui), la transmission par satellite, et les réseaux de capteurs sous de multiples formes et domaines [1].

L'Ultra Large Bande, ou Ultra Wide Band (UWB), est une technique de transmission radioélectrique qui consiste à utiliser des signaux s'étalant sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. D'abord utilisée dans le domaine de la localisation radar, cette technologie est appliquée depuis une dizaine d'années à la communication sans fil, suscitant 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.

Cependant, pour permettre la coexistence pacifique de l'UWB avec d'autres technologies radio à bande étroite (Narrow bande : NB) et afin de réduire les interférences entre ces deux derniers, l'autorité de régulation américaine (Federal Communications Commission: FCC) présente un masque spectral UWB pour restreindre la densité spectrale de puissance d'émission (PSD) des impulsions UWB (c.-à-d. de $-41,3$ dBm / MHz) [2].

L'objectif de ce mémoire est d'étudier et concevoir des systèmes Ultra large bande luttant contre les interférences des systèmes de bande étroite (Narrow Band : NB).

Le premier chapitre introduit l'historique et la définition du système UWB et une comparaison entre l'UWB et la bande étroite, ainsi nous présentons les différentes caractéristiques de ce système qui la distinguent des systèmes à bande étroite conventionnels. Dans ce chapitre nous allons voir aussi, les domaines d'application, la réglementation, types des modulations et les techniques d'accès multiples essentielles qui sont utilisés dans cette technologie.

Dans le deuxième chapitre, nous parlons de quelques systèmes largement répandus pouvant être à l'origine d'une interférence pour les systèmes UWB. Cette dernière est modélisée selon la norme IEEE 802.11a (WIFI) ainsi une brève description des méthodes préventives de lutte contre les interférences à bande étroite (Narrow Band Interferences NBI) est faite. Ensuite, une synthèse des méthodes correctives est détaillée.

Introduction Générale

Le troisième chapitre est dédié à la partie pratique, qui présente la conception des impulsions luttant contre les NBI et la simulation des systèmes de communication TH-PPM-UWB et TH-PAM-UWB de ces deux méthodes principales préventives où une comparaison des performances en termes de taux d'erreur binaire BER (Bit Error Rate) est effectuée.

Chapitre 1

Les communications Ultra Large Bande (UWB)

1.1 Introduction

D'abord utilisée pour les applications de localisation radar, la technologie UWB est étudiée depuis une dizaine d'années pour les communications sans fil. Les propriétés viables de cette technologie, comme la largeur de son spectre fréquentiel et son fort pouvoir de résolution temporelle, ont permis à la communauté scientifique et industrielle de proposer un certain nombre d'applications attrayantes: réseaux WLAN très haut débit, applications domotiques, etc.

Dans ce chapitre, une description du système de communication par impulsions UWB est introduite, citant les principales caractéristiques qui en font de l'UWB une technologie innovante et particulière, les applications et la réglementation de ce système. Nous passerons ensuite à la présentation des différentes impulsions de la technologie, ainsi que les modulations et les techniques d'accès adaptées à l'UWB. Enfin, le modèle statique des canaux UWB est détaillé.

1.2 Historique et définition

1.2.1 Historique

La technologie ultra-large bande est un nom relativement nouveau utilisé pour décrire des technologies plus anciennes. En effet, on peut considérer que le système le plus ancien est peut-être l'émetteur «spark gap» de Marconi lancé en 1897, car il détecterait un signal impulsionnel avec une large bande passante. Cependant, à cette époque, ce type de transmission générait beaucoup de brouillage et ne permettait pas le partage coordonné du spectre. Par conséquent, le monde de la communication sans fil a abandonné le haut débit, mais l'a utilisé pour les systèmes à bande étroite, l'a ajusté pour le rendre plus facile à ajuster et à coordonner.

En 1952, «Pierce et Hopper» ont réalisé des travaux pour réaliser la transmission de signaux téléphoniques analogiques à travers des impulsions distribuées aléatoirement dans l'espace. Cet article semble être le premier travail sur Pulse Multiple Access Radio.

Chapitre 1 : Les communications Ultra Large Bande (UWB)

Cependant, la véritable contribution au développement de cette technologie (travaux sur «time-domain electromagnetics») a commencé au début des années soixante, puis s'est fait connaître sous divers noms tels que la transmission «sans porteuse» (carrier- free). " en bande de base" ou même "Pulse Technology" [3].

Par conséquent, en 1962, Rose (Sperry Rand Corporation) est devenue à l'origine du système UWB, et son domaine temporel était engagé dans des travaux électromagnétiques. Ses recherches ont prouvé la possibilité d'utiliser les formes d'onde UWB pour les applications radar et de communication. Il a décrit le comportement transitoire des réseaux hyperfréquences à travers sa réponse impulsionnelle caractéristique. Le brevet américain 3 728 632 du 17 avril 1973 est le résultat de son travail et constitue une étape importante dans le domaine des communications UWB. En même temps, une publication de Harmutt (Université catholique d'Amérique) décrit la conception de base des émetteurs et récepteurs UWB. Dans le domaine du radar, Van Etten (U.S. Air Force) a mené des tests empiriques pour développer la conception et le concept du système d'antenne. et en 1974, Morey a conçu un système radar UWB à pénétration de sol qui fut un succès commercial au Geophysical Survey System, Inc. (GSSI).

Après les années 1970, la seule innovation dans le domaine de l'UWB était certaines améliorations dans certains sous-systèmes, mais cela n'affectait pas le concept lui-même. Pendant cette période, aux États-Unis, l'essentiel des travaux dans ce domaine, notamment dans le domaine des communications par impulsions, a été effectué pour des procédures confidentielles notamment militaires. En outre, le Département américain de la Défense (« U. S. Department of Defense ») introduira pour la première fois le terme de « ultra wideband » en 1989 [4].

Jusqu'en 1994, la plupart des travaux pouvaient être effectués sans restreindre la confidentialité et le développement de la technologie UWB s'est accéléré. Depuis lors, la recherche sur les systèmes de transmission d'impulsions a fait l'objet de nombreuses publications dans le monde industriel qu'académique. La première publication décrivant cette solution, connue sous le nom d'« impulse radio » (IR), est un article de Withington et Fullerton en 1992. Elle fut suivie par les travaux académiques de Scholtz en 1993. En 1998, l'organe de régulation des systèmes de communication des Etats-Unis, la «Federal Communications Commission » (FCC), propose une notification d'enquête pour inclure les systèmes ULB dans la réglementation « section 802.15 » qui gouverne les émissions radio libres. Le 14 février 2002, la FCC a modifié la réglementation de la « section 15 » afin d'y inclure les opérations des systèmes UWB. Leur utilisation dans les limites proposées offre

alors d'énormes potentiels en terme de capacité de canal, à de courtes distances, et à de faibles niveaux de puissance rayonnée [5].

1.2.2 Définition des signaux UWB

La notion de signal ultra large bande s'oppose à celle de signal bande étroite. En bande étroite le signal peut être émis de façon continue ou non, et toute sa puissance est contenue dans une portion étroite du spectre. A l'opposé le signal UWB occupe une très grande largeur de bande [6].

En définissant La largeur de bande passante (fractional bandwidth) par :

$$CP = \frac{f_H - f_L}{f_c} \quad (1.1)$$

Où f_H et f_L représentent respectivement les fréquences limites haute et basse du spectre du signal, fréquences prises à -10 dB. f_c est la fréquence centrale qui peut être calculée comme $f_c = (f_H + f_L) / 2$. Les signaux UWB sont généralement définis par une largeur de bande fractionnelle de 20% ou plus.

La FCC étend cette définition à une catégorie plus large de signaux, en incluant les signaux dont la largeur de bande fractionnelle BP est supérieure à 20 % ou présentant une bande de fréquences supérieure à 500 MHz. Typiquement, la largeur de bande des signaux UWB est de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz [7].

La figure (1.1) illustre la comparaison entre les systèmes radio conventionnels, qui modulent généralement un signal à bande étroite sur une fréquence porteuse, et les systèmes ultra large bande, qui présentent une très faible densité spectrale de puissance.

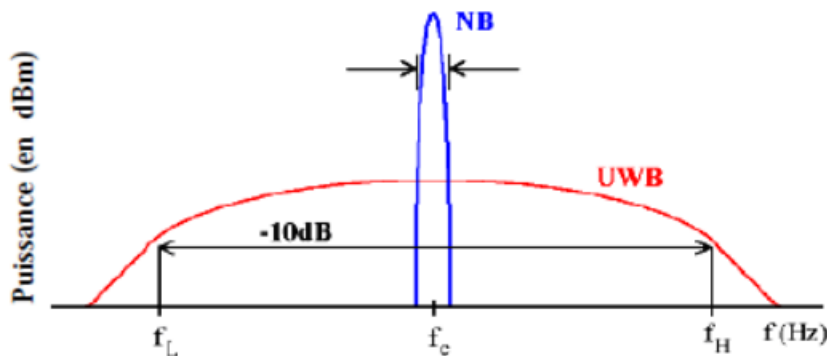


Figure 1.1 Représentation de la densité spectrale de puissance des signaux UWB et signaux à bande étroite en fonction de la fréquence [8].

1.3 Comparaison entre un système UWB et système a bande étroite

Essentiellement, les systèmes UWB fonctionnent au-dessus d'autres systèmes avec des bandes passantes relativement étroites et une puissance généralement plus élevée. Les caractéristiques de la technologie UWB sont très différentes de la technologie traditionnelle. Cette technologie est basée sur des formes d'onde d'envoi et de réception d'impulsions de très courte durée (de l'ordre de la nanoseconde), tandis que la technologie conventionnelle envoie et reçoit des formes d'onde sinusoïdales prolongées dans le temps, qui ont une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que les signaux UWB [9].

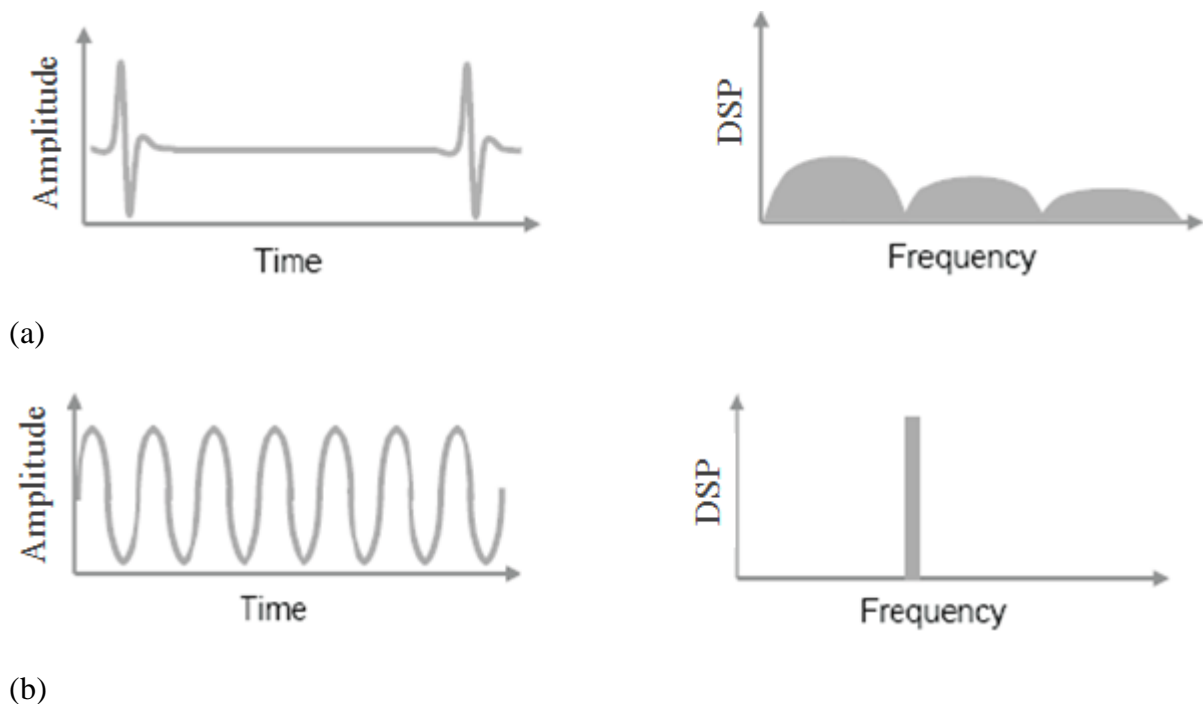


Figure 3.2 Comparaison de l'impulsion et la densité spectrale entre (a) un signal UWB et (b) un signal à bande étroite (NB) [10].

Les systèmes UWB occupant une bande de fréquences très large, ils sont contraints de coexister avec de nombreux systèmes de communication à bande étroite émettant dans la même bande de fréquences. Cependant, en examinant le problème, le signal d'interférence à bande étroite NBI peut avoir un impact significatif sur le système UWB [11].

1.4 Caractéristiques de la technologie Ultra Large Bande

La technologie UWB a plusieurs caractéristiques qui la distinguent des systèmes à bande étroite conventionnels :

1.4.1 Problème dû à la propagation par trajets multiples

L'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples peut sensiblement réduire l'efficacité des systèmes de communications classiques. Dans le cas des communications ultra large bande, le signal transmis possède une largeur de bande très importante, quelques GHz en pratique (dit de façon équivalente une résolution temporelle très fine) comme la fenêtre d'observation du récepteur est très étroite, les réflexions multiples arrivées avec un retard de l'ordre de la nanoseconde peuvent être additionnées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas d'une propagation par trajet unique et direct. Cette caractéristique permet à la technologie UWB d'être performante dans des environnements encombrés (en pleine rue par exemple).

1.4.2 Une communication protégée

Les signaux UWB peuvent être produits sous une forme semblable au bruit, ou être transmis à un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieur au bruit de fond des récepteurs de radiocommunication classique. Ce qui peut s'avérer un atout majeur pour l'acheminement de données confidentielles puisque ce type de signaux est extrêmement difficile à détecter. Cela explique l'utilisation de l'UWB à des fins uniquement militaires avant les années 1990 aux États-Unis.

1.4.3 Capacité de la technologie UWB

Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante:

$$C = B \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (1.2)$$

où B désigne la bande passante du système et SNR le rapport signal à bruit. De cette formule, on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais croît seulement logarithmiquement avec le rapport signal à bruit. Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système.

1.4.4 Simplicité relative des systèmes UWB

Dans les systèmes de communications sans fils utilisant la technologie UWB, l'information en bande de base peut moduler directement les impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale. L'architecture de l'émetteur et du récepteur UWB devient alors très simplifiée: les systèmes ne comportent ni synthétiseur à boucle à verrouillage de phase (PLL), ni mélangeur, ni oscillateur contrôlé par une tension (VCO) et

encore moins un amplificateur de puissance. Toutes ces simplifications se traduisent par une réduction du coût des systèmes RF.

1.4.5 Inconvénients de l'Ultra Large Bande

Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette nouvelle technique de communication tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences [12].

1.5 Les applications de l'UWB

La technologie UWB est présentée comme une solution très intéressante et innovatrice pour un grand nombre d'applications (Figure 1.3) qui sont généralement classées en trois catégories :

1.5.1 Systèmes d'imagerie radar

Cette première catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (GPR, GroundPenetrating Radar), 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 [13].

1.5.2 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 et ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule [14].

1.5.3 Systèmes de communication

Cette catégorie comprend les systèmes de communication à courte distance notamment les réseaux personnels sans fil et les systèmes de mesure. Cette catégorie connaîtra certainement la plus grande prolifération en raison des divers possibilités d'utilisation massive des dispositifs UWB dans les immeubles à bureaux, les salles de réunion et de conférence et les endroits publics (par exemple les aéroports ou les centres commerciaux)[15].

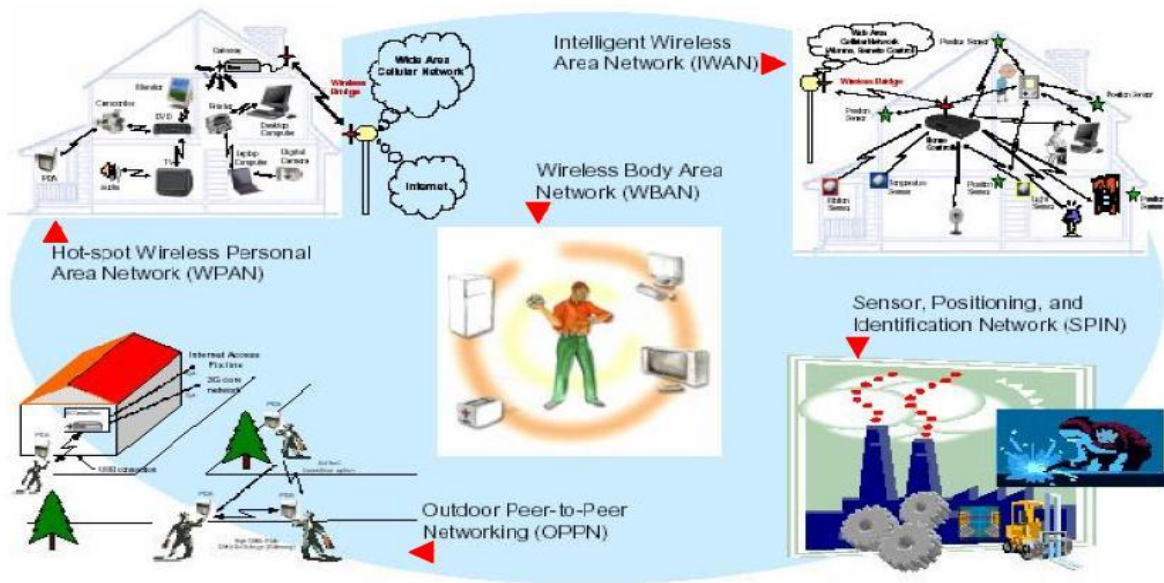


Figure 5.3 Illustration de quelques applications potentielles de l'UWB [16].

1.6 Règlementation de l'UWB

Suivant les régions du globe, des disparités notables apparaissent concernant la répartition du spectre des radiofréquences pour l'UWB. Chaque pays où région a établi sa propre réglementation de l'UWB, en fonction des critères de coexistence définis pour prévenir les interférences sur les systèmes déjà existants. Pionniers de la recherche dans le domaine, les États-Unis ont été les premiers à adopter une normalisation sur l'UWB.

1.6.1 Règlementation aux États-Unis

En mai 2000, la FCC a reçu plus de 1 000 documents de plus de 150 organisations différentes pour formuler des réglementations afin que la technologie UWB puisse être utilisée sans affecter (interférer) la technologie dite à bande étroite. À la suite de ces études, le 14 février 2002, la FCC a proposé des limites de spectre et de puissance d'émission (PIRE moyenne) qui pourraient être envisagées pour diverses applications de l'UWB. De cette manière, la FCC limite la puissance d'émission moyenne (PmE) à $-41,3 \text{ dBm / MHz}$, et limite la bande passante supérieure à 500 MHz à -10 dB de la puissance moyenne maximale. Comme il n'y a pas de restrictions sur l'utilisation de cette technologie, tant que le signal ULB est conforme au modèle de masque FCC, il est toujours ouvert à tous (organisations privées ou publiques et radioamateurs).

La figure 1.4 montre les limitations de la puissance PIRE moyenne pour les communications sans fil intérieures et extérieures, où la principale bande d'utilisation est donnée entre les fréquences 3,1 à 10,6 GHz.

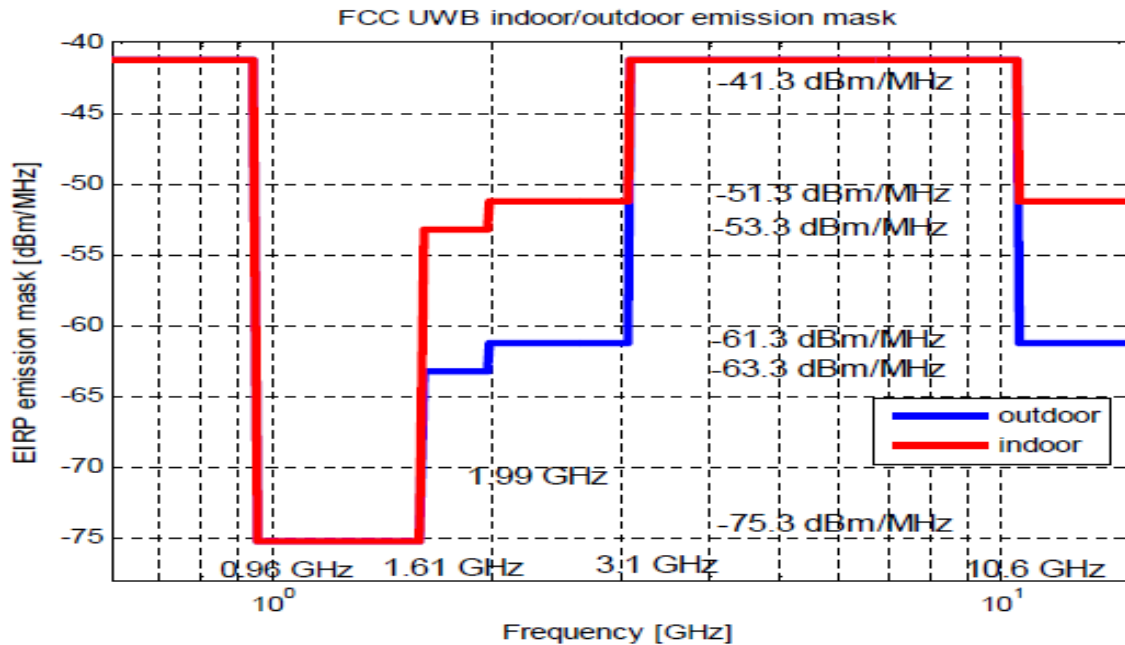


Figure 1.4 Masques d'émission indoor et outdoor des signaux UWB définis par la FCC[17].

1.6.2 Réglementation dans le reste du monde

En 2001, la CEPT (Conférence Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications) et l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) ont commencé à étudier l'impact de la technologie ULB sur les communications radiofréquences européennes. Après avoir analysé le premier rapport technique, ils ont déterminé que la bande de fréquences 6-8,5 GHz était le meilleur choix pour la régulation de la technologie UWB européenne. La même année, la CEPT a décidé de créer un groupe de supervision des communications électroniques appelé ECC. En Mars 2007, l'ECC présente le rapport final où il attribue, d'une part, deux sous-bandes de fréquences 4,2 à 4,8 GHz et 6 à 8,5 GHz et d'autre part, il limite la puissance moyenne d'émission de la même manière que le fait le FCC. Néanmoins, l'ECC introduit des restrictions dans l'émission des signaux ULB dans la première sous bande, où il est obligatoire d'utiliser deux techniques d'atténuation. La première technique introduite dans la réglementation européenne est appelée Detect And Avoid (DAA) et consiste à détecter si les bandes de fréquence sont utilisées par des systèmes de localisation, et si ce le cas, le système ne devra pas émettre dans cette bande. La deuxième technique se nomme LowDuty Cycle (LDC) et consiste quant à elle à émettre par train d'impulsions appelé aussi « burst » de durée inférieure à 5 msec. Finalement, la figure

montre les limitations de la puissance PIRE moyenne pour les communications sans fil intérieures, où les principales bandes d'utilisation sont données entre les fréquences 4,2 à 4,8 GHz et 6 à 8,5 GHz.

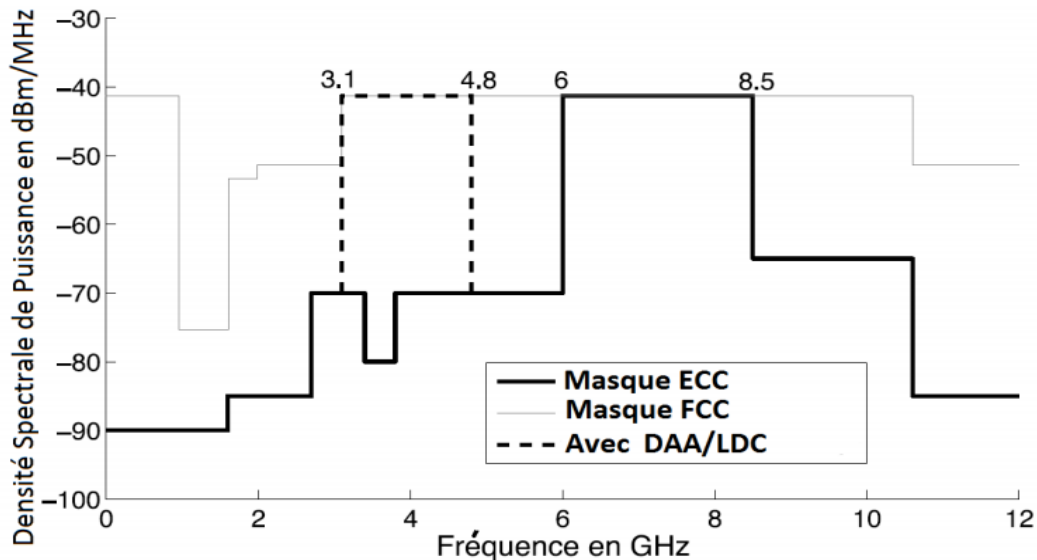


Figure 1.5 Masques d'émission des signaux UWB autorisés en Europe (ECC) et aux États-Unis (FCC) [18].

Les limitations de puissance d'émission du signal UWB varient en fonction du domaine d'application et selon la réglementation de chaque pays qui couvre les points suivants :

- L'application intérieure, extérieure, portable, médicale, imagerie.
- Les bandes de fréquences disponibles.
- Le niveau de la puissance d'émission (PIRE).
- Les techniques pour réduire une possible interférence due au signal UWB.

Le tableau 1.1 présenté ci-dessous montre un résumé des bandes de fréquences attribuées dans les différentes régions du monde. Due à ces limitations de la puissance PIRE moyenne, la technologie UWB est limitée aux communications sans fil de type WPAN [18].

Tableau 1.1 Bandes de fréquences allouées [18].

Pays	Bande 1 (GHz)	Bande 2 (GHz)
Etats unis	3,1 – 10,6	--
Europe	4,2-4,8	6-8,5
Japon	3,4-4,8	7,25-10,25
Corée	3,1-4,8	7,2-10,2
Singapour	4,2-4,8	6-9
Chine	4,2-4,8	6-9

1.7 Intérêts de l'UWB

- Une très grande capacité de canal de transmission Puisque les données sont transmises sur une importante largeur de bande, ce la fournit un débit très élevé pour les applications des réseaux multi-usagers.
- Une faible probabilité de détection et d'interception Cette faible distinction est due à la faible densité spectrale des signaux UWB, de même qu'à une puissance et un rapport signal à bruit relativement faibles.
- Une bonne capacité de pénétration. Les signaux UWB peuvent ainsi traverser différents types de surface.
- Une accessibilité pour des applications de localisation la détection et la précision du signal UWB, grâce à leur résolution temporelle, rendent cette technologie accessible pour des applications de localisation.
- Une faible consommation d'énergie Grâce à la faible puissance de transmission et à l'utilisation d'impulsions de très courte durée en émission et en réception, les systèmes UWB consomment peu d'énergie [19].

1.8 Radio Impulsionnelle UWB

Le concept de radio impulsionnelle, développé à partir des études sur le radar, repose sur l'émission d'impulsions de durée très brève (de l'ordre de 100 ps à 1 ns). Typiquement, ce type d'impulsions occupe un spectre très large (de l'ordre de 1 à quelques GHz). Les formes d'impulsions généralement adoptées pour les communications UWB incluent l'impulsion gaussienne, sa dérivée première (monocycle gaussien), et sa dérivée seconde, comme représenté dans la figure 1.6. 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 pas se propager sans déformation, et on lui préfère généralement le monocycle gaussien.

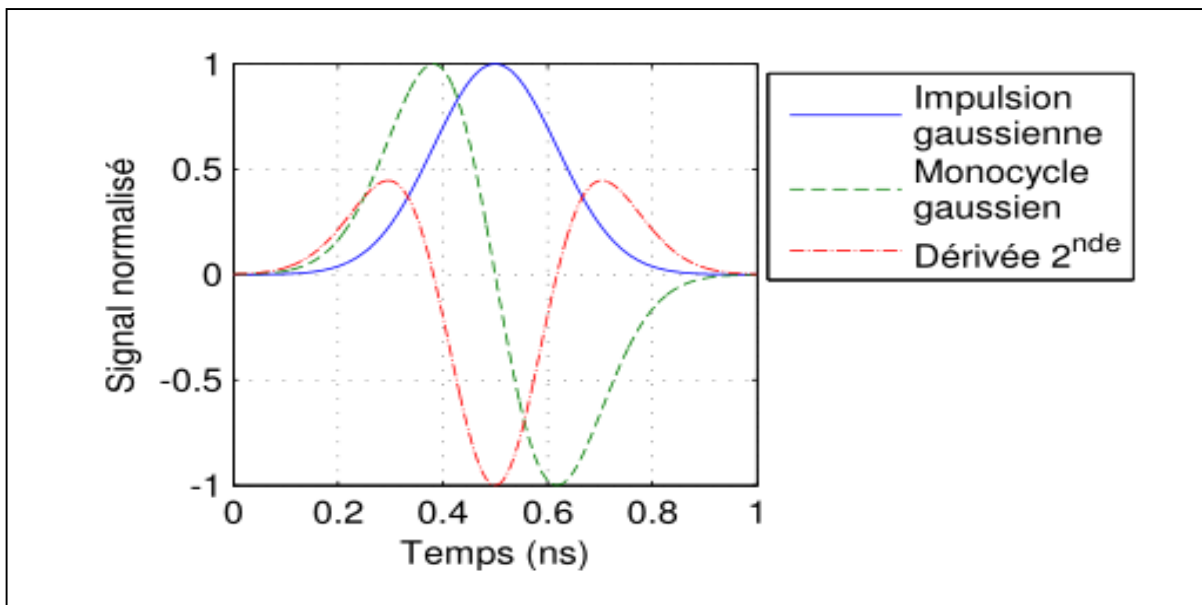


Figure 1.6 Formes d'impulsions UWB [20].

1.8.1 L'impulsion gaussienne

L'impulsion gaussienne constitue un modèle mathématique facilement manipulable, son expression dans le domaine temporel est donnée par l'équation

$$p(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (1.3)$$

Où : A est l'amplitude de l'impulsion et σ représente le paramètre fixant la largeur de celle-ci.

Dans le domaine fréquentiel, l'impulsion gaussienne a la forme suivante :

$$p(f) = A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.4)$$

La figure 1.7 montre la représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion gaussienne

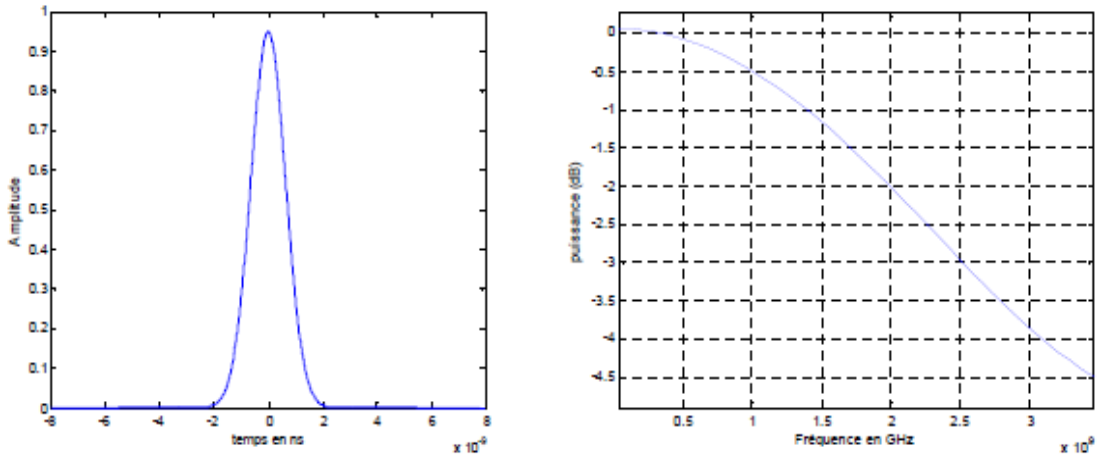


Figure 1.7 Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion gaussienne [21].

1.8.2 Le monocycle gaussien

Elle est généralement modélisée comme l'opposé de la dérivée première de la fonction gaussienne. La transformée de Fourier de cette impulsion est aussi une dérivée première de la gaussienne, ses expressions dans le domaine temporel et fréquentiel sont données respectivement par :

$$p1(t) = \frac{d}{dt} p(t) = g(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma^3}} t e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (1.5)$$

$$p1(f) = -2i\pi f A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.6)$$

La figure 1.8 illustre les formes de l'impulsion transmise et de sa transformée de Fourier qui correspondent à un spectre dont le maximum est à 2 GHz.

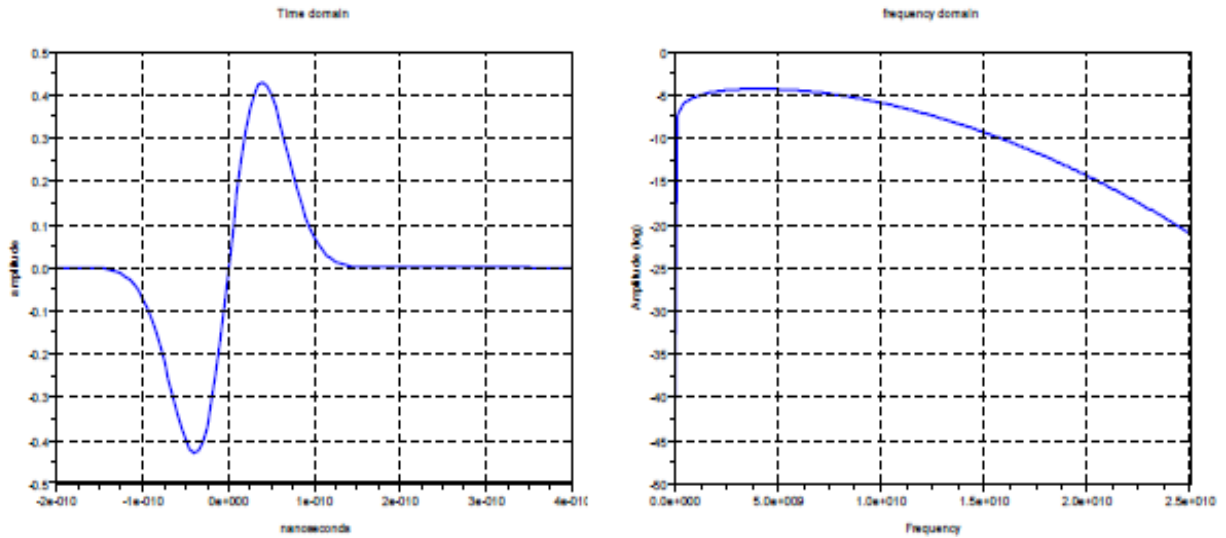


Figure 1.8 Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion monocycle [22].

1.8.3 Le double gaussien

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

$$p_2(t) = \frac{d^2}{dt^2} p(t) = g(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} t e^{(-\frac{t^2}{2\sigma^2})(\frac{t^2}{\sigma^2}-1)} \quad (1.7)$$

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

$$p_2(f) = (2i\pi f)^2 A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.8)$$

1.8.4 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 ou comme une combinaison linéaire de sinus cardinaux, c'est-à-dire exprimée par l'équation.

$$f(t) = \sum_{i=1}^n a_i \cdot \frac{\sin(2\pi f_i t)}{\pi f_i t} \quad (1.9)$$

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.

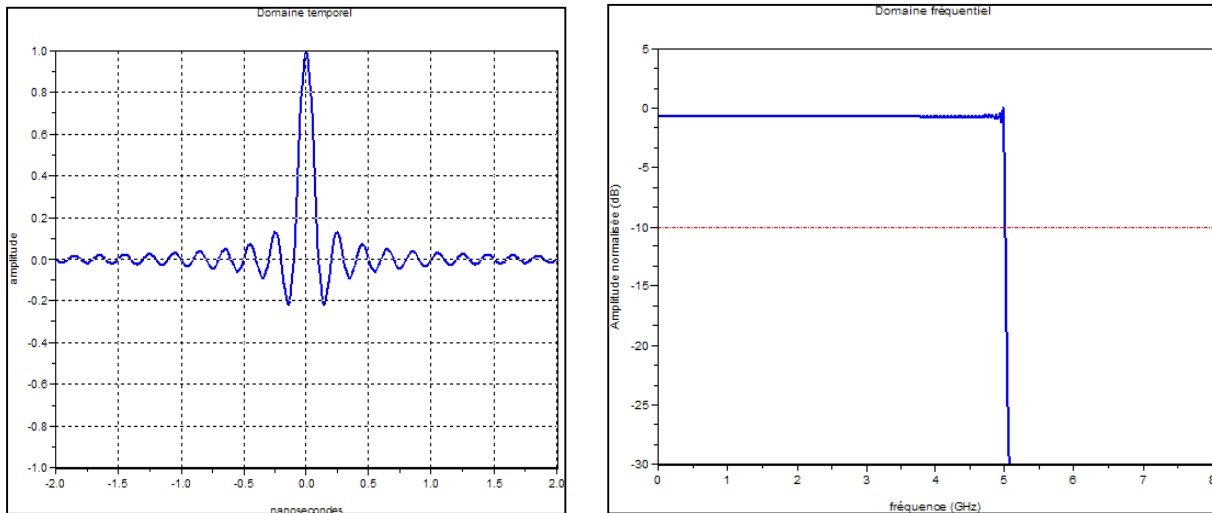


Figure 1.9 Forme d'onde et spectre du sinus cardinal [23].

1.8.5 Les polynômes orthogonaux

Les systèmes ULB utilisent très fréquemment un type d'impulsion simple ayant une forme de monocycle, et tout particulièrement le monocycle gaussien. L'utilisation d'impulsions plutôt que des sinusoides offre un autre regard sur les fonctions orthogonales, qui sont fréquemment utilisées dans les communications multi-utilisateurs. Elles apparaissent dans la physique mathématique et plus particulièrement les équations aux dérivées partielles de Laplace ou de Schrödinger, via la méthode de séparation des variables. Les polynômes orthogonaux, bien que très utilisés dans le domaine des mathématiques ou du traitement du signal, notamment pour l'analyse et l'interpolation, sont plus rarement employés dans les systèmes de communication et en particulier les réseaux de capteurs. Parmi ces polynômes, on peut citer ceux d'Hermite, de Jacobi, Chebychev, et Legendre.

1.8.5.1 Les polynômes d'Hermite

La forme des impulsions a toujours été un défi pour les transmissions haut débit. Plusieurs formes proposées dans la littérature sont basées sur un traitement mathématique comme les polynômes orthogonaux ou certaines transformées. Le polynôme d'Hermite a été l'objet d'une attention particulière. L'utilisation de la fonction d'Hermite dans les systèmes générateurs d'impulsion n'est pas nouvelle. Les polynômes d'Hermite ont également été utilisés dans différents domaines, et notamment pour le traitement d'images.

Les polynômes d'Hermite peuvent être définis à partir de la formule de Rodrigues :

Vous remplacez cette équation par les équations rédigés ci-dessous ainsi que leurs figures [19].

Les polynômes d'Hermite :
$$\begin{cases} h_{e0}(t) = 1 \\ h_{en} = (-1)^n e^{t^2/2} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2/2}) \end{cases} \quad (1.10)$$

Les polynômes d'Hermite modifiées :
$$\begin{cases} H_{e0}(t) = e^{t^2/4} h_{en}(t) \\ H_{en} = (-1)^n e^{t^2/4} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2/2}) \end{cases} \quad (1.11)$$

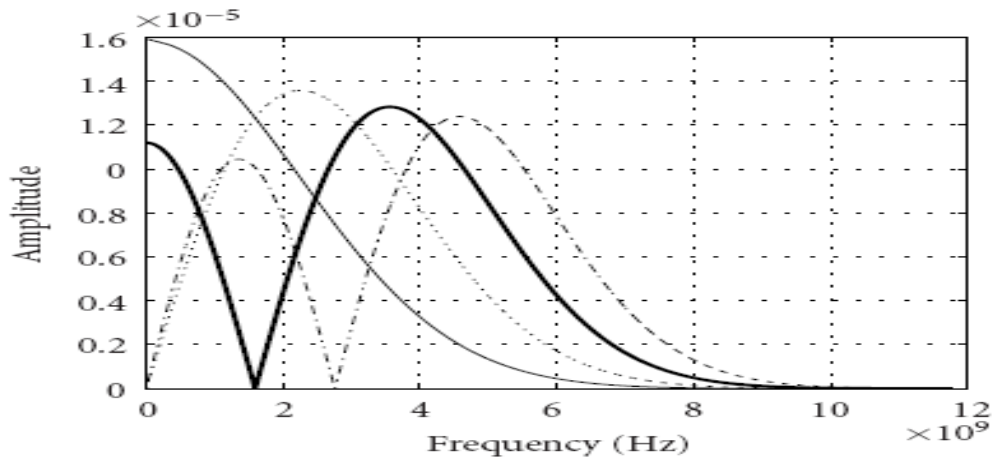


Figure 1.10 Représentation temporelle des quatre premiers ordres du polynôme Hermite modifié[23].

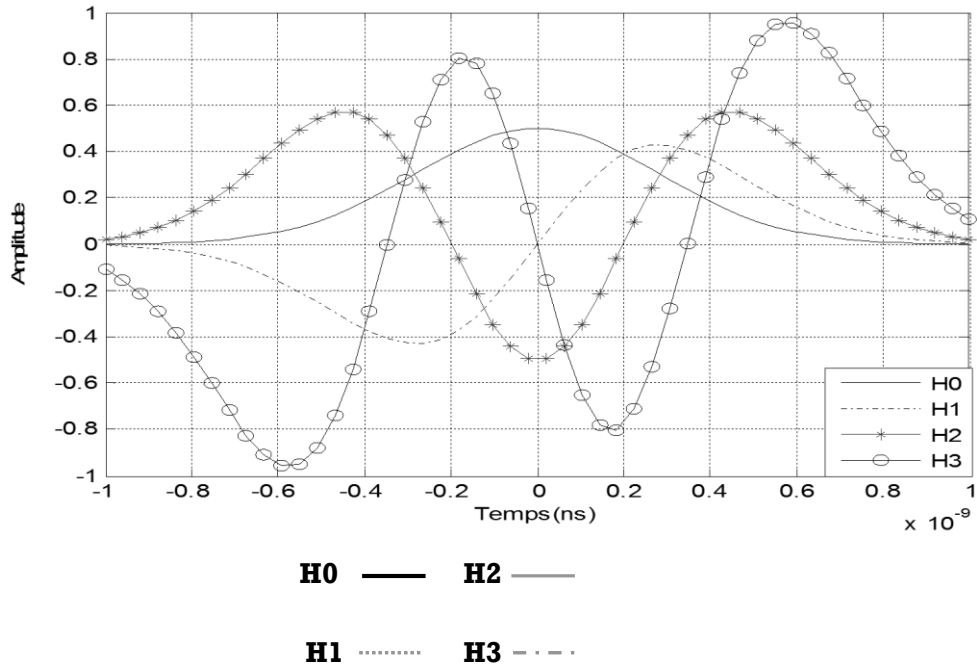


Figure 1.11 Représentation fréquentielle des quatre premiers ordres du polynôme Hermite modifié [23].

1.9 Modulations en UWB

La modulation sert à adapter le signal aux caractéristiques inhérentes du canal en d'autres termes elle est destinée à mettre en forme le signal à émettre de telle sorte que la transmission soit possible à travers un canal physique donné. Son choix est essentiel et joue un rôle important dans les performances des systèmes UWB. Les principes des modulations UWB les plus connues sont présentés ci-dessous :

1.9.1 Modulation de position « Pulse Position Modulation » (PPM)

La modulation d'impulsion en position appelée par son abréviation anglaise PPM (Pulse Position Modulation) est parmi les techniques les plus utilisées dans les systèmes UWB. 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. La figure montre un exemple de cette technique. L'expression d'un signal modulé en position est donnée par l'équation:

$$s(t) = \sum_{j=1}^{\infty} p(t - jT_f - \delta b_j) \quad (1.12)$$

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

δ : le paramètre de décalage.

T_f : la période de répétition.

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

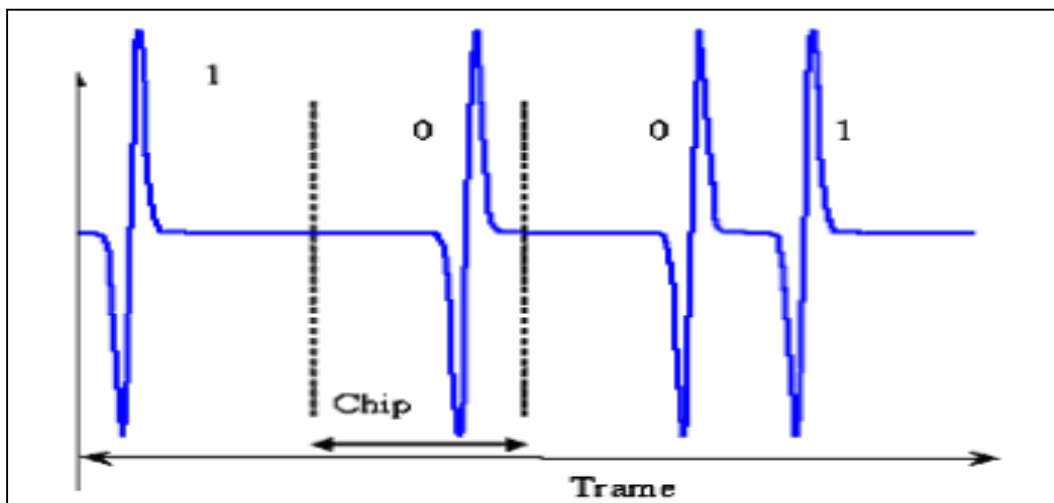


Figure 1.12 Modulation d'impulsion en position [26].

1.9.2 Modulation d'amplitude « Pulse Amplitude Modulation » (PAM)

Ici, l'information est modulée suivant plusieurs niveaux possibles d'amplitude [24]. Le signal transmis est donné par l'équation :

$$s(t) = b_j p(t - jT_f) \quad (1.13)$$

b_j : représente un code binaire.

T_f : la période de répétition.

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

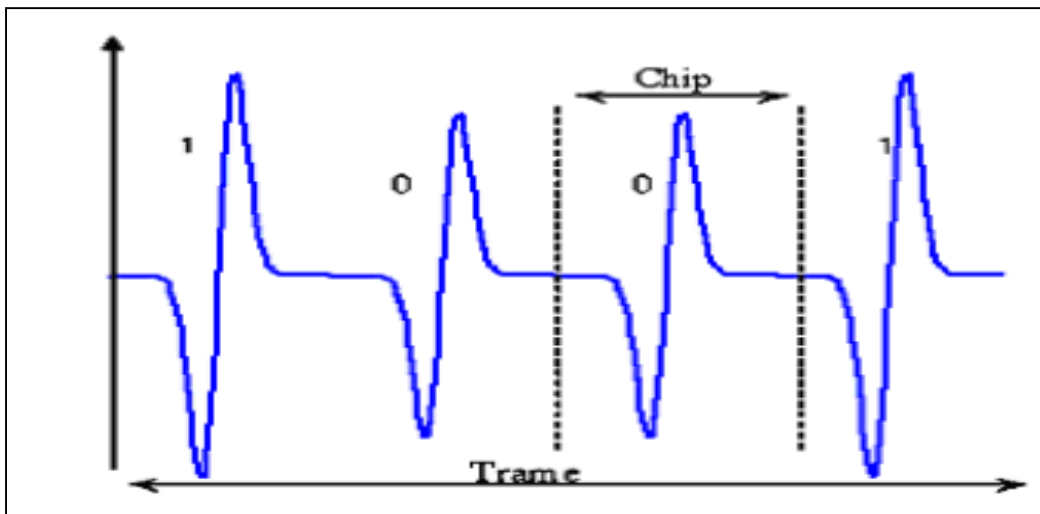


Figure 1.13 Modulation d'impulsion en amplitude [26].

1.9.3 Modulation tout ou rien « On Off Keying » (OOK)

La modulation Tout ou Rien (encore appelée par son abréviation anglaise OOK pour "On Off Keying") est un cas particulier de la modulation d'amplitude où le facteur multiplicateur entre l'impulsion représentant un « 1 » binaire et celle représentant un « 0 » est nul. Cette méthode est basée sur un principe simple qui consiste à envoyer une impulsion (ou une série d'impulsions) pour représenter le bit '1' et à envoyer un zéro (ou une série de zéros) pour représenter le bit '0' [25].

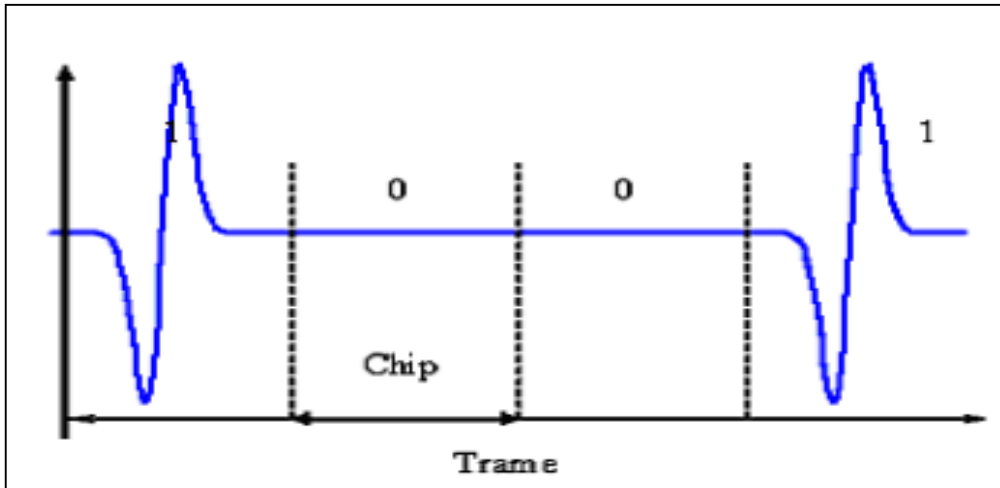


Figure 1.14 Modulation d'impulsion par tout ou rien [26].

1.9.4 Modulation de phase ou modulation dite biphase « Binary Phase Shift Keying» (BPSK)

La modulation par inversion de polarité (« Bi-Phase Shift Keying », BPSK, ou « Bi-Phase Modulation », BPM) est également un cas particulier de la modulation d'amplitude mais dont le facteur multiplicateur entre une impulsion codant un « 1 » binaire et celle codant un « 0 » est -1, tel que montré dans la Figure 1.15. L'information est donc comprise dans la phase de l'impulsion émise. Cette modulation ne peut être que binaire, mais permet tout de même des débits élevés [21].

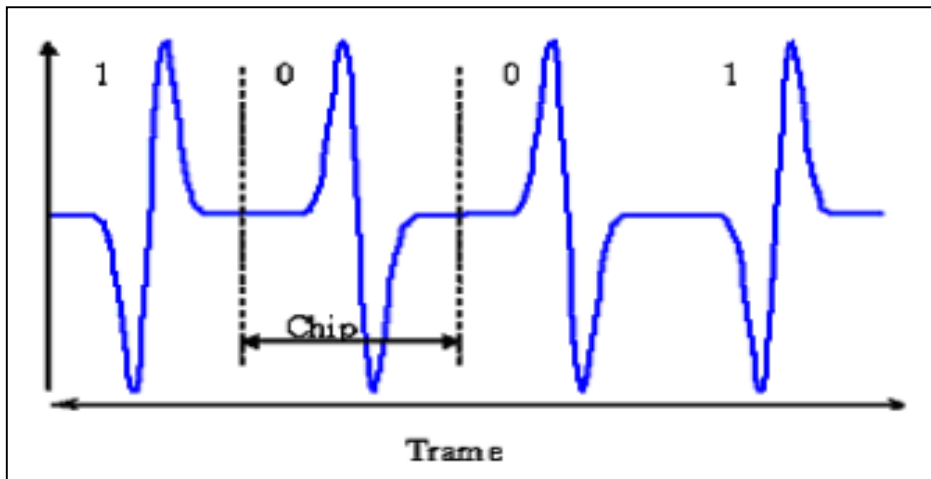


Figure 1.15 Modulation de phase BPSK [26].

1.10 Techniques d'accès multiple en UWB

Dans le système UWB, plusieurs utilisateurs peuvent partager le même spectre UWB Simultanément. Afin d'accommoder ces multiples utilisateurs, une technologie d'accès multiple Besoin approprié. Il existe deux schémas d'accès multiples courants: Technologie Time Hopping (TH) et Direct Sequence Extension (DS)

1.10.1 Accès multiple par séquence directe (DS-UWB)

Cette approche d'étalement de spectre par séquence directe (DS) est basée sur la transmission continue d'impulsion composant les bits d'information. La séquence d'étalement sert à polariser les impulsions comme le montre la Figure 1.16

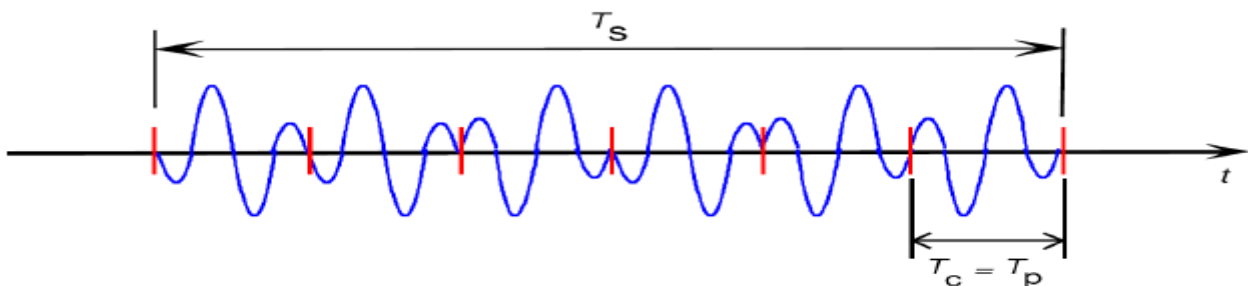


Figure 1.16 Représentation d'un signal DS-UWB [27].

Le signal résultant est alors une transmission continue d'impulsion UWB dont le nombre dépend de la durée de l'impulsion elle-même et du débit binaire défini par le système.

1.10.2 Accès multiple par sautemporel (Time Hopping: TH)

R. Scholtz a proposé la technologie du saut dans le temps (TH) en 1993, qui est Un grand nombre d'ouvrages académiques. c'est La radio Pulse est également l'une des radios les plus utilisées aujourd'hui. Son principe est basé sur Générer des impulsions à l'aide de codes pseudo-aléatoires connus de l'émetteur et du récepteur [28].

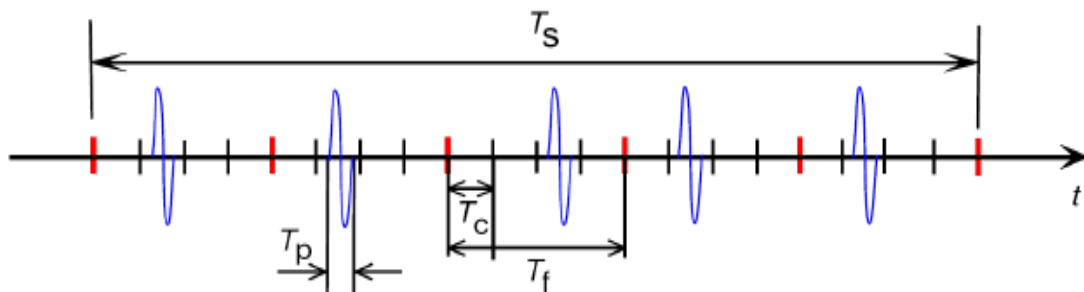


Figure 1.17 Représentation d'un signal TH-UWB [27].

1.11 Modèle statique du canal radio UWB

1.11.1 Modèle IEEE 802.15.3a

Le modèle IEEE 802.15.3a est basé sur le phénomène de « clusters » obtenue par des mesures du canal UWB. Ce modèle utilise le formalisme de Saleh et Valenzuela pour représenter la réponse impulsionnelle du canal.

Les statistiques dans le modèle original de S-V (Saleh et Valenzuela) suivent une distribution de Rayleigh, dont la puissance est commandée par les facteurs d'affaiblissement des clusters et du rayon. Les cadences d'arrivées des clusters et de rayons sont explicites et les facteurs d'affaiblissement de puissance observée, 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. De ce fait le modèle S-V a été modifié pour le modèle de l'IEEE 802.15 en prescrivant une distribution log normale pour la puissance du cluster et les amplitudes des rayons. Notons que les antennes d'émission et de réception sont considérées comme éléments du système et pas comme éléments du canal. Donc, les effets des antennes ne sont pas pris en compte [28]. La réponse impulsionnelle est donnée par l'équation :

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T - \tau_{k,l}) \quad (1.14)$$

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 :

$$P\left(\frac{T_l}{T_{l-1}}\right) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})] \quad l > 0 \quad (1.15)$$

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

$$p(\tau_{k,l} / \tau_{(k-l),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-l),l})] \quad k > 0 \quad (1.16)$$

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 1.18). La puissance moyenne des trajets d'indice (k, l) s'exprime par l'équation :

$$\overline{|\beta_{k,l}|^2} = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (1.17)$$

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 $\sigma_1^2 + \sigma_2^2$.

$$20\log\beta_{k,l} \sim N(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (1.18)$$

Avec

$$\mu_{k,l} = \frac{10\ln(\Omega_0) - 10T_l/\Gamma - 10\tau_{k,l}/\gamma - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2)\ln(10)}{\ln(10)} \quad (1.19)$$

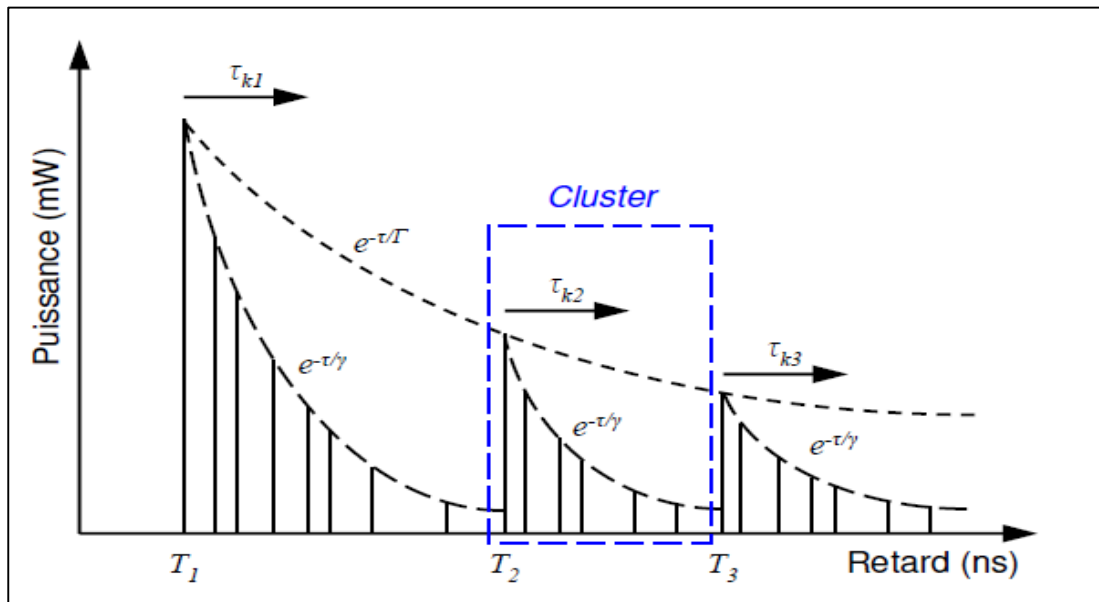


Figure 1.18 Allure de la puissance moyenne du gain de la réponse impulsionnelle [29].

Finalement, les différents paramètres qui caractérisent ce modèle de canal sont les suivant : 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 :

$$m = \frac{\sum \alpha_k^2 \tau_k^2}{\sum \alpha_k^2} \quad (1.20)$$

Ou α_k^2 et la puissance associée au trajet k ayant le retard τ_k .

$$rms = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} : \quad (1.21)$$

Représente l'étalement du retard

Ou

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum \alpha_k^2 \tau_k^2}{\sum \alpha_k^2} \quad (1.22)$$

- 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 $rms = 25$ ns.

Les quatre ensembles de paramètres du modèle sont donnés dans le tableau (1.2).

Tableau 1.2 Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a [25]

	CM1	CM2	CM3	CM4
$\Lambda(1/\text{ns})$	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda(1/\text{ns})$	2.5	0.5	2.1	2.1
$\Gamma(\text{ns})$	7.1	5.5	14	24
$\gamma(\text{ns})$	4.3	6.7	7.9	12
$\sigma_1(\text{dB})$	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$\sigma_2(\text{dB})$	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941

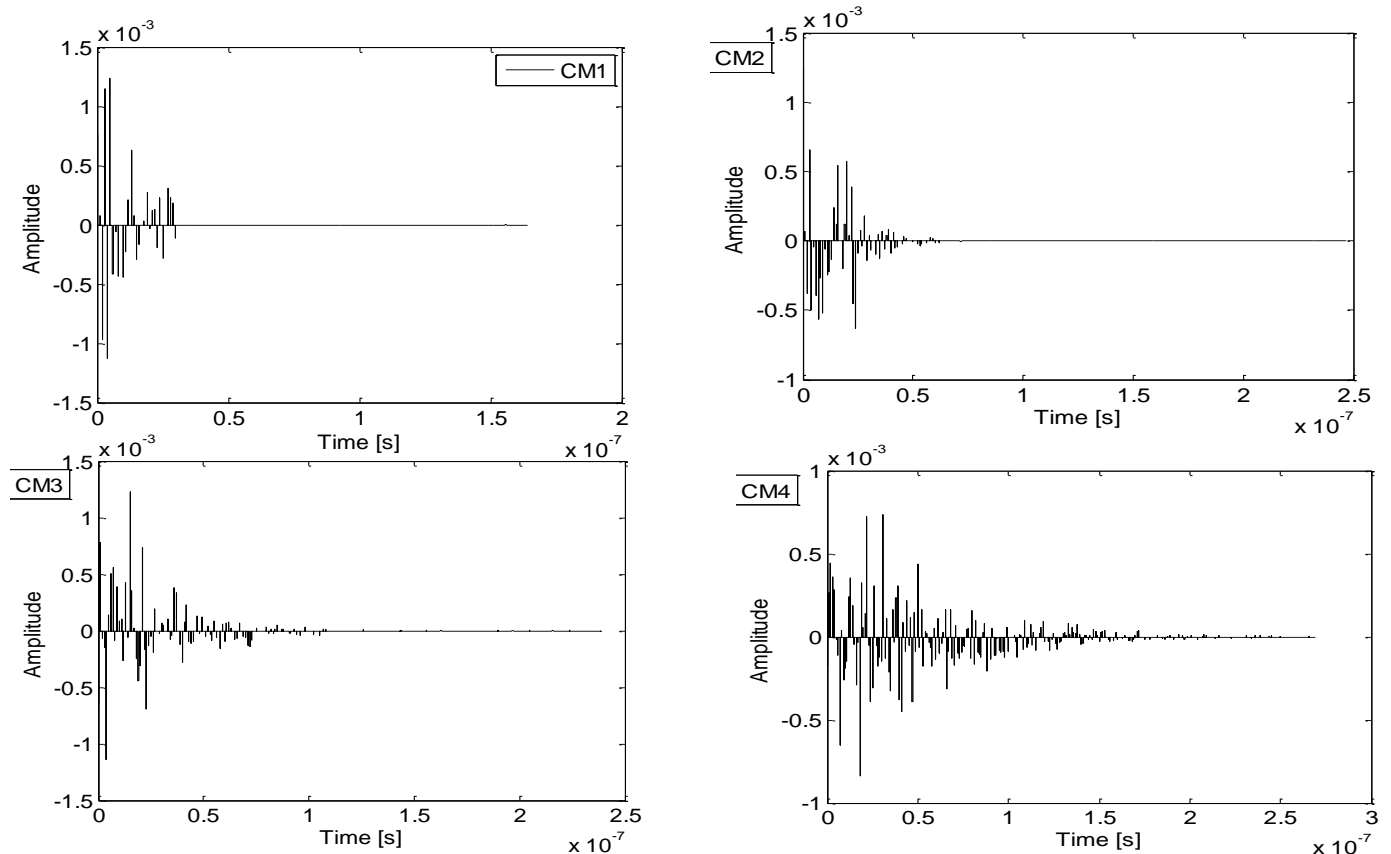


Figure 1.19 Réalisation de la réponse impulsionnelle du canal pour différentes version du modèle IEEE 802.15.3a [30].

1.12 Conclusion

Comme nous l'avons vu dans ce chapitre, un bref historique et définition de l'UWB, les caractéristiques et les avantages de cette technologie, ainsi que les différents domaines d'application de l'UWB ont été présentés. De plus, divers types de modulation, des impulsions et des techniques d'accès multiple adaptées à la communication UWB, ont été proposés dans le cadre des tentatives de normalisation. Enfin, le modèle statistique du canal IEEE UWB 802.15.3a a été détaillé.

Chapitre 2

Lutte contre l'interférence à bande étroite

2.1 Introduction

Essentiellement, UWB doit coexister avec de nombreux autres systèmes dans et autour de son entreprise. Par conséquent, La bande UWB est ainsi partagée avec des systèmes largement répandus tels que la téléphonie sans fil, les téléviseurs numériques, Réseau local, WiMax, transmission par satellite, système de navigation, courrier Météorologie, et peut être utilisé en conjonction avec les communications mobiles 3G et 4G. L'UWB est Défini comme ne dépassant pas le seuil de perturbation accidentelle du système électronique [31].

A travers ce chapitre, nous parcourons dans une première mesure quelques systèmes largement répandus pouvant être à l'origine d'une interférence pour les systèmes UWB .Nous effectuerons par la même une synthèse des moyens existants pour supprimer sinon réduire l'impact de l'interférence à bande étroite sur les systèmes UWB.

2.2 Interférences potentielles

De nombreux systèmes peuvent être considérés comme potentielles interférences bande étroite. Nous présentons ici quelques technologies sans fil utilisées dans le secteur des communications, puis nous approfondirons l'un de ces systèmes en vue d'en effectuer une analyse plus élaborée.

2.2.1 Interférences bande étroite dans les fréquences UWB

Nous caractérisons les systèmes par la fréquence d'émission, la largeur de bande des canaux et la puissance d'émission. Nous présentons ces caractéristiques dans le tableau pour quelques interférences potentielles [32].

Tableau 2.1 Potentielles interférences bande étroite [33].

Système	Fréquence d'émission (GHz)	Largeur max des Canaux	puissance d'émission
Bluetooth	2.4 - 2.4835	1MHz	20dBm (classe 1), 4dBm (classe 2), 0dBm (classe 3)
Wi-Fi IEEE802.11 b	2.446 - 2.4835	12.5MHz	20dBm
Wi-Fi IEEE802.11 a/n	5.15 - 5.825	20MHz, 40MHz	20dBm
WiMax IEEE802.16	2 - 11	28MHz	23dBm
Hyperlan	5.15 - 5.35	23Mhz	23dBm

Le WiMax

Le WiMax (World Interoperability for Microwave Access) a été déployé dans certains pays pour fournir un accès internet à haut débit aux personnes résidant dans un environnement ne pouvant être correctement desservi par les couvertures ADSL classiques.

En effet, l'ADSL s'appuie principalement sur les lignes de téléphonie fixe comme support de transmission. Bien que très peu implantée dans les pays connaissant un bon niveau de déploiement de l'ADSL, la technologie WiMax est potentiellement amenée à être plus présente dans les pays émergents, qui n'ont pas connu un développement important des lignes de communication fixe nécessaires pour l'acheminement de l'ADSL.

La norme IEEE802.16 est sujette à de nombreuses variations et amendements depuis 2001 (802.16a, 802.16-2004, 802.16m, 802.16-2009). Elle consiste en une transmission point à point ou point à multipoints, entre une station de base (BS) et une ou plusieurs stations clientes (SS). Quelques informations sur les déclinaisons de la norme sont présentées dans le tableau 2.2 [34].

Tableau 2.2 Synthèse des variations de l'IEEE802.16

	IEEE 802.16-2001	IEEE 802.16a	IEEE 802.16-2004	IEEE 802.16-2005
Spectre (Ghz)	10-66	2-11	2-11	2-6
Conditions de propagation	LOS	NLOS	NLOS	NLOS
Débit max (Mbps)	134	75	75	15
Modulation	QPSK, 16-QAM (optionnel UL), 64-QAM (optionnel)	BPSK, QPSK, (16,64,256)-QAM	BPSK, QPSK, (16,64,256)-QAM, OFDM (256 porteuses)	QPSK, (16,64,256)-QAM, OFDMA
Modulation	Fixe	Fixe	Fixe/nomade	Portable/mobile

Les sources de perturbation sont multiples, mais la principale interférence dans la bande est la norme 802.11a Wifi (voir figure 2.1) qui s'étale sur 100 MHz.

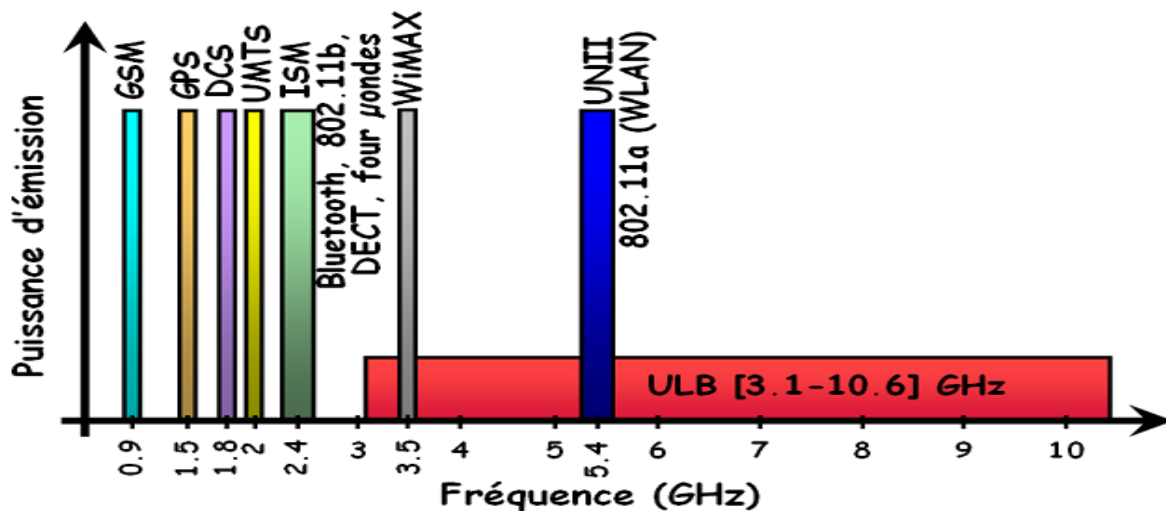


Figure 2.1 Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF [34].

2.2.2 Système en présence de NBI

En présence de NBI dans le canal, le signal à l'entrée de l'antenne de réception est la somme du signal UWB transmis ayant subi les effets du canal et corrompu avec du bruit blanc additif gaussien (AWGN) et l'interférence bande étroite (NBI), comme illustré en figure 2.4.

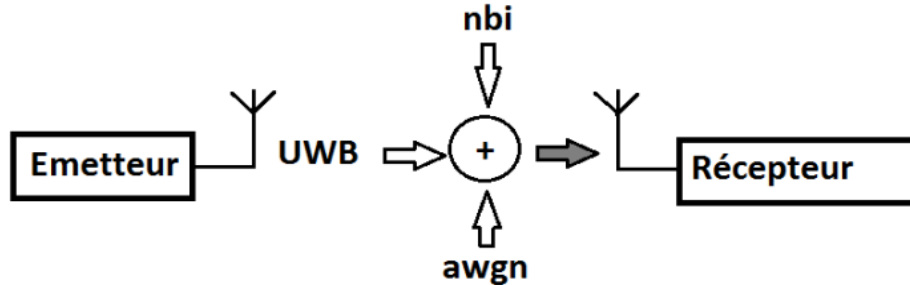


Figure 2.2. Signal reçu en de NBI

2.2.3 Modélisation de l'interférence bande étroite :

Pour la modélisation du NBI, nous adopterons l'écriture de l'équation suivante :

En considérant le cas d'une seule interférence :

$$\eta(t) = \alpha_i \sqrt{2P_i} \cos(2\pi f_i t + \theta) \quad (2.1)$$

Où

P_i : est la puissance moyenne de l'interférence reçue.

f_i : est sa fréquence centrale.

Les paramètres α_i et θ représentent respectivement l'amplitude et la phase associées au fading du signal NBI

Il est indiqué dans que l'amplitude du NBI peut être estimée par le biais du fading de Rayleigh.

Avec $E\{\alpha_i^2\} = 1$

Lorsque le signal interférant est de type OFDM comme utilisé pour les réseaux locaux sans fil WLAN, le signal peut être considéré comme un bloc de spectre de largeur de bande W_i , de puissance P_i et centré en f_i , qui peut s'écrire :

$$\eta(t) = \sqrt{2R\{c(t)e^{j(2\pi f_i t + \theta)}\}} \quad (2.2)$$

Où

$c(t)$: est l'équivalent complexe en bande de base du signal NBI

Le signal bande étroite est considéré situé dans la bande utile du signal UWB. On considère également que l'analyse qui suit est valide sous réserve que le signal NBI ne sature pas la chaîne d'amplification du récepteur UWB [35-37].

2.3 Méthodes de lutte contre le NBI

La lutte contre l'interférence à bande étroite au bénéfice des systèmes à large bande a fait l'objet de nombreuses investigations, et des méthodes ont été élaborées ou adaptées en vue de rendre plus robustes les systèmes UWB. Dans un système UWB, la lutte contre le NBI peut être effectuée de façon préventive, avec des mécanismes élaborés dès l'émission du signal avant que ce dernier ne soit corrompu par le NBI. La lutte peut également s'effectuer de manière corrective consistant cette fois-ci à utiliser le signal reçu pour supprimer ou atténuer le NBI.

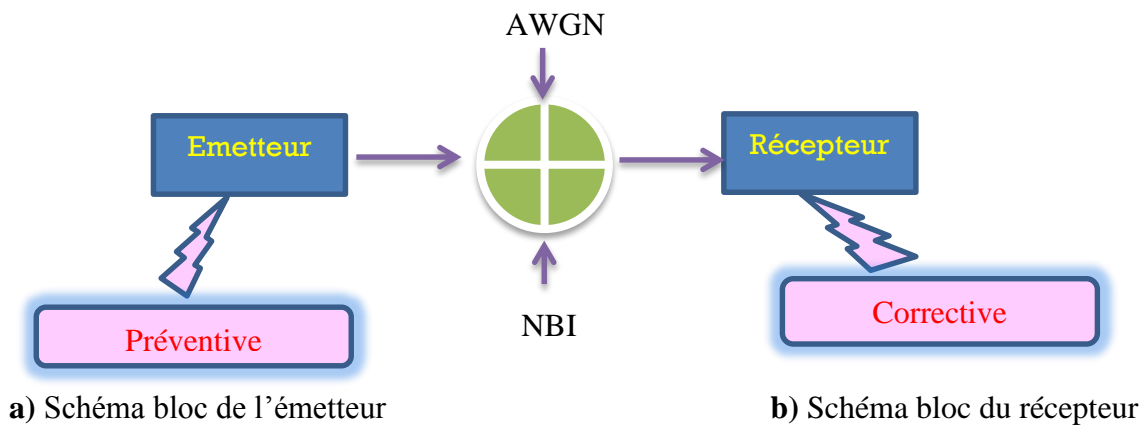


Figure 2.3 Exemple d'architecture d'un émetteur et d'un récepteur UWB-IR en présence des méthodes préventives et correctives pour lutter contre le NBI

Toutefois, la grande majorité de ces principes de lutte contre le NBI est établie soit pour les systèmes UWB multi-bandes, soit pour le récepteur cohérent en radio impulsionnelle. Lorsqu'elles sont associées au récepteur non cohérent, les méthodes de lutte contre le NBI portent principalement sur le récepteur à autocorrélation qui est particulièrement adapté pour l'analyse théorique. Au final, la littérature ne présente pas un nombre élevé de propositions permettant à un récepteur à détection d'énergie de lutter contre l'interférence bande étroite.

2.3.1 Méthodes préventives

Ces méthodes visent généralement à anticiper la présence du NBI à une fréquence donnée, et par conséquent à faire varier le spectre du signal émis de sorte à réduire au minimum la DSP à la fréquence considérée.

2.3.1.1 Conception des impulsions UWB luttant contre le NBI

Dans le cas où les statistiques du signal NBI sont connues, ce dernier peut être évité au récepteur en utilisant les méthodes préventives basées sur la conception d'une forme d'onde adéquate au niveau de l'émetteur où en ajustant convenablement les paramètres de la transmission.

Nous étudions deux méthodes de conception d'impulsions, La première impulsion de conception basée sur la fonction de PSWF (ProlateSpheroidalWaveFunction) utilisant l'algorithme de décomposition de valeurs propres (Eigen Value Décomposition : EVD)

La deuxième conception d'impulsion est basée sur l'approximation de Chebychev utilisant l'algorithme de conception du filtre Park-McClellan (PM).

2.3.1.2 La fonction PSWR utilisant l'algorithme EVD :

Pour atténuer l'impact du NBI, il est proposé d'utiliser les fonctions PSWF pour modifier l'allure spectrale du signal émis, le réglage de l'allure spectrale (durée temporelle et largeur de bande fréquentielle voulues pour le signal) vise à créer des creux dans le spectre du signal émis et s'effectue à l'aide des paramètres de la fonction. Ces derniers sont définis de sorte que les creux dans la DSP du signal correspondent aux fréquences du NBI.

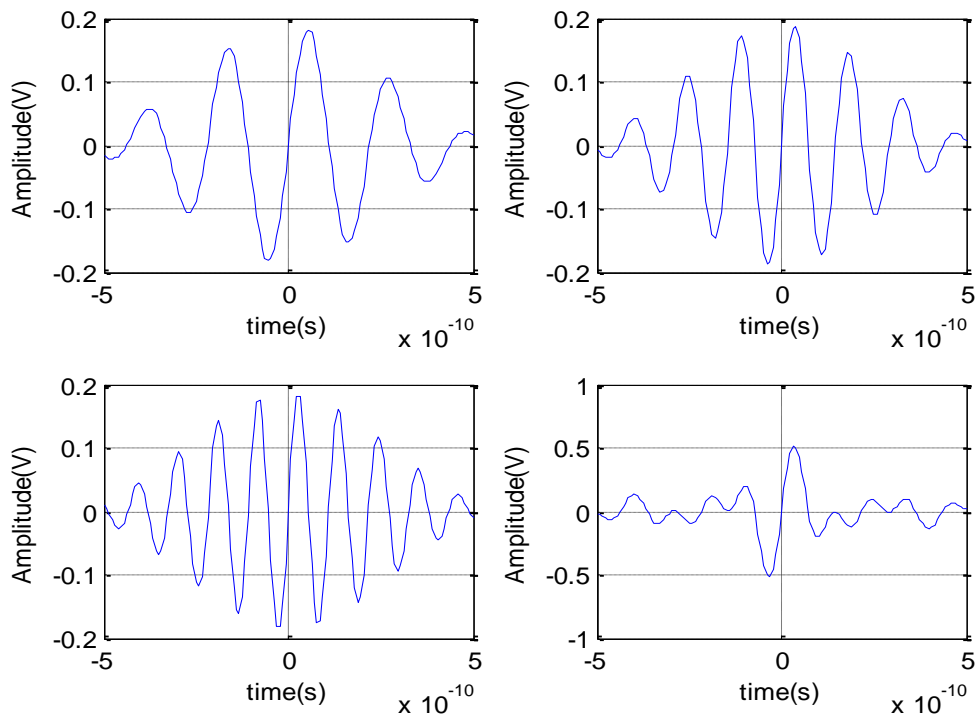


Figure 2.4 Les formes d'onde d'impulsions PSWF

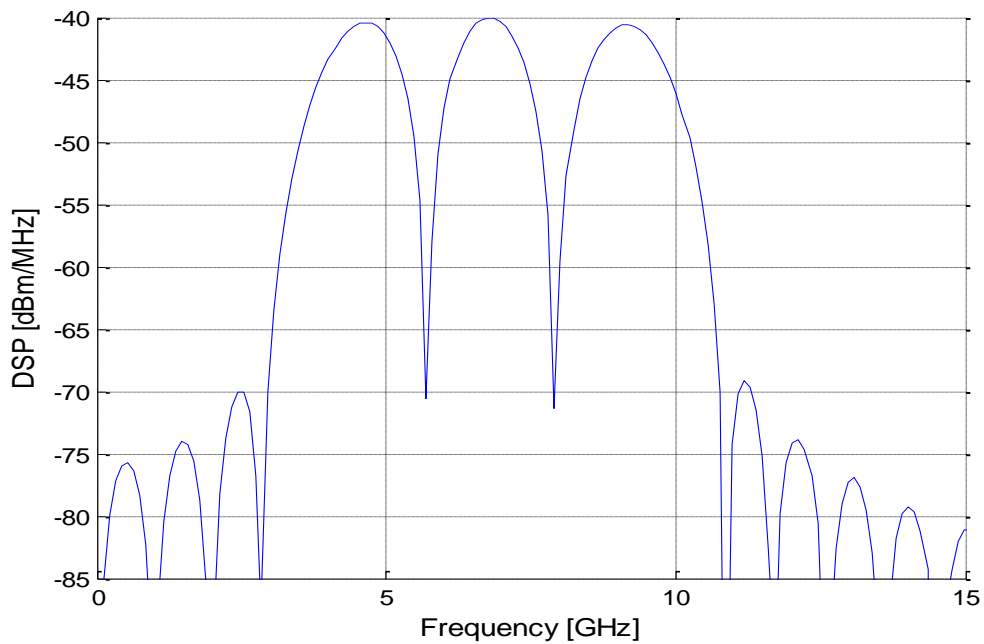


Figure 2.5 Creux dans le spectre avec les fonctions PSWF

Dans la figure 2.5 extraite de [38], une variation sur la largeur du signal W modifie la profondeur des creux ainsi que l'allure du spectre.

L'approche présentée dans [38] propose dans une première mesure de déterminer la DSP voulue pour le signal avant de définir le signal à transmettre. La DSP est ainsi modélisée sous

forme d'une matrice de Toeplitz dont les valeurs propres les plus grandes sont utilisées pour fragmenter la DSP en sous-bandes cette étude est détaillée dans le chapitre 3.

L'équivalent en temps de chacune de ces sous-bandes est calculé, et le signal est reconstruit en additionnant les signaux temporels précédemment définis. Dans la mesure où le spectre n'est pas plat dans les différentes sous-bandes, les regrouper crée des creux au niveau des intersections des sous bandes, d'où une réduction de la dsp. Les sous bandes sont alors définis de sorte que les intersections correspondent aux fréquences du NBI.

2.3.1.2.1 L'approximation de la fonction de Chebyshev utilisant l'algorithme Park-McClellan (PM) :

La méthode proposée pour la définition de l'impulsion émise se base sur une approximation de la fonction de Chebyshev, paramétrée par l'algorithme de Remez. L'algorithme de Remez est utilisé pour calculer les coefficients permettant au signal issu de l'approximation de la fonction de Chebyshev de s'inscrire dans un masque voulu. La nouvelle allure de l'impulsion permet d'éviter le NBI de façon dynamique, en positionnant un creux dans la DSP à la fréquence du NBI. Cette étude sera bien détaillée dans le chapitre3 [39].

2.3.2 Méthodes correctives

Cette approche consiste à définir le motif de corrélation ou template du récepteur cohérent. Le template du récepteur se compose de k sous-porteuses dont la combinaison forme un signal de largeur de bande avoisinant celle de l'impulsion émise.

La lutte contre le NBI s'effectue lors de la corrélation, en retirant du template la sous-porteuse incluant la fréquence du NBI ; la contribution du NBI est ainsi évitée sinon limitée dans le résultat de la corrélation [40].

2.3.2.1 Méthode MRTW (Modified Receiving Template Waveforme)

La méthode MRTW suppose la fréquence du NBI connue. Ainsi, une version adaptative dénommée AMRTW, avec une phase d'estimation de la fréquence du NBI pour déterminer quelle sous-porteuse doit être retirée du motif de corrélation. Lorsque des interférences multiples ont été détectées, les porteuses incluant les fréquences de ces NBI sont retirées du template.

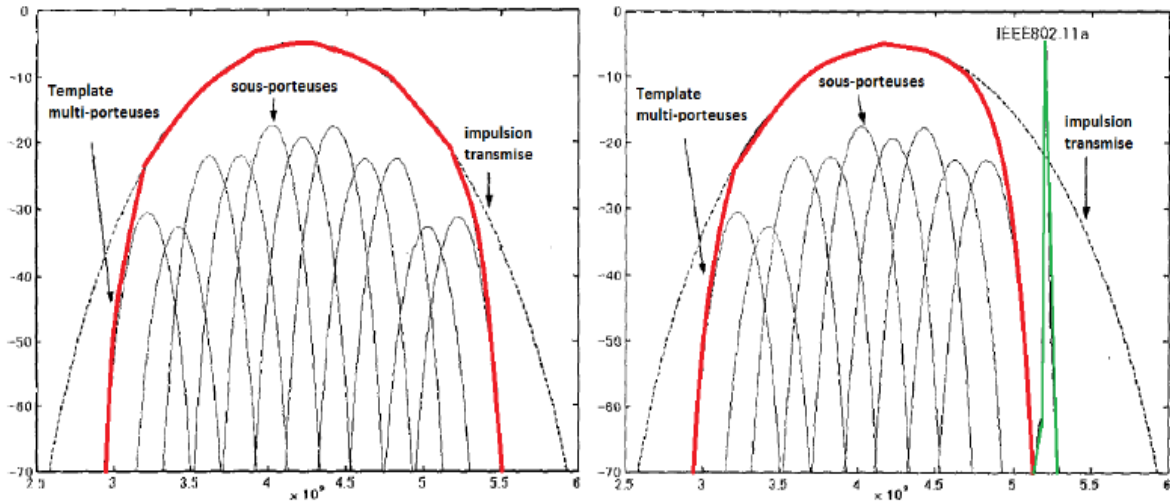


Figure 2.6 Suppression de sous-porteuse dans la méthode MRTW[41].

2.3.2.2 Filtre de réjection dans le récepteur

Il permet d'éviter la saturation [42] où avant le corrélateur du récepteur, le filtre de réjection permet de supprimer la portion de bande contenant le NBI. Suivant le cas, on peut utiliser un filtre passe-bas, un filtre passe-haut ou encore un filtre coupe-bande.

Cette approche représente la méthode élémentaire pour supprimer du signal non désiré, elle présente le grand avantage de sa simplicité et offre la possibilité d'être utilisée par tout type de récepteur.

2.3.2.3 Méthodes associées au récepteur Rake

Le récepteur rake bénéficie, la diversité de corrélation peut être mise à profit pour identifier et lutter contre le NBI,

Parmi les méthodes proposées pour ce récepteur :

- la premier principe dépend de supprimer quasiment le NBI en regroupant les sorties des corrélations suivant le principe du minimum de l'erreur quadratique moyenne (MMSE)(Minimum Mean Square Error), l'efficacité du principe est d'autant plus grande que le nombre de doigts du Rake est élevé. Des coefficients sont affectés à chaque corrélateur du récepteur Rake, de sorte à effectuer une combinaison linéaire des résultats des corrélations et maximiser le SNR instantané pour chaque impulsion. Le choix des coefficients détermine la capacité du récepteur à résilier le NBI.

Par ailleurs, plusieurs possibilités sont également envisageables quant au nombre de branches constituant le récepteur RAKE autrement dit le nombre de composantes prises en compte. Le récepteur :

Chapitre 2 : Lutte contre L'interférence à bande étroite

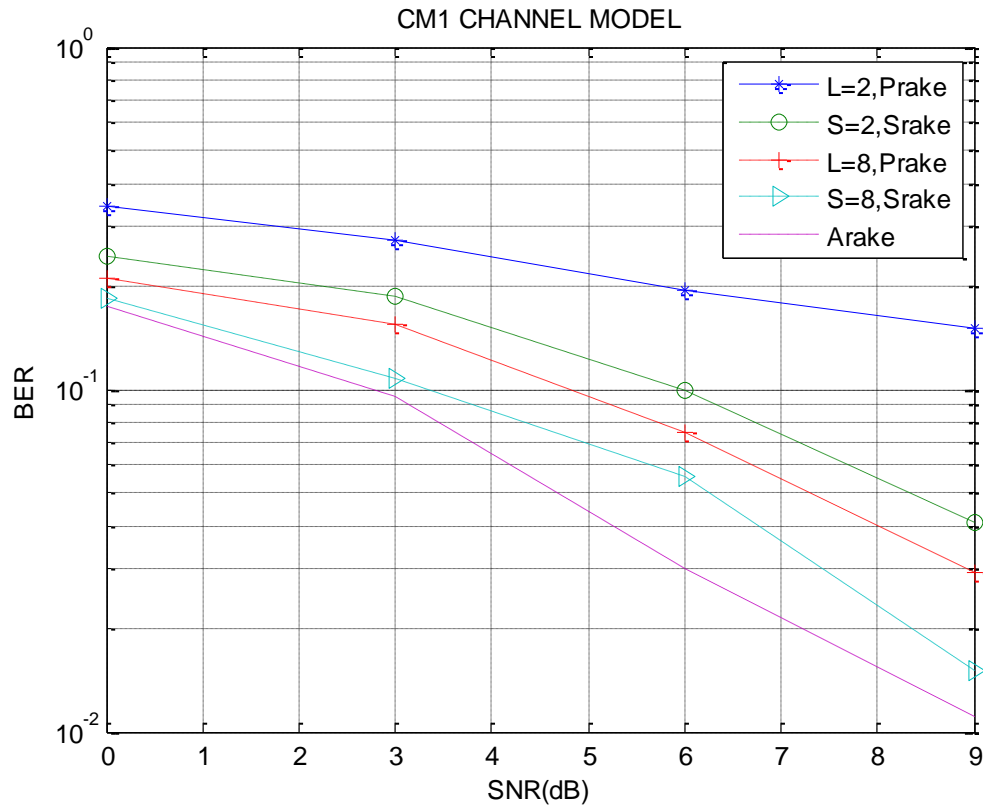
ARAKE (All RAKE) prend en compte tous les trajets et peut donc devenir rapidement très complexe.

Pour diminuer le nombre de branches et ainsi la complexité du récepteur, deux autres options sont proposées :

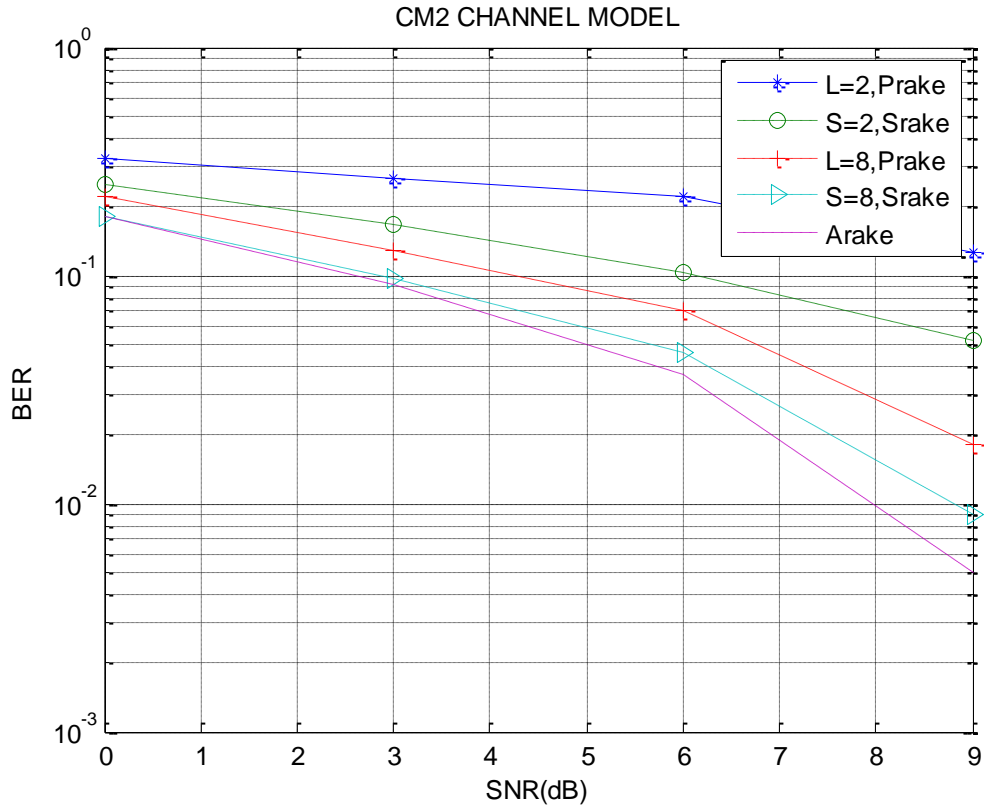
PRAKE (Partial RAKE) dans lequel seuls les premiers trajets sont considérés.

SRAKE (Sélectif RAKE) où les plus trajets les plus significatifs (les plus énergétiques) sont exploités.

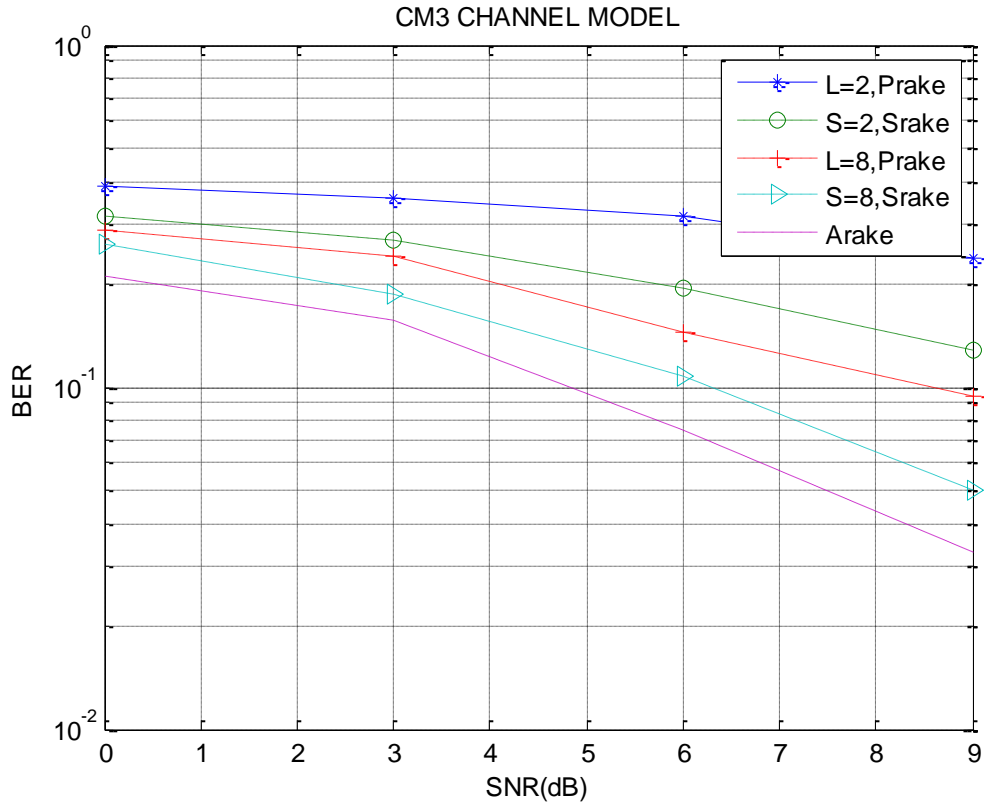
On observe la performance du taux d'erreur binaire du récepteur RAKE dans le système UWB- IR à travers la simulation sous MATLAB. La comparaison de la performance des récepteurARake, SRake, et de PRake est effectuée en utilisant différents modèles de canal IEEE UWB montré dans la Figure 2.9.



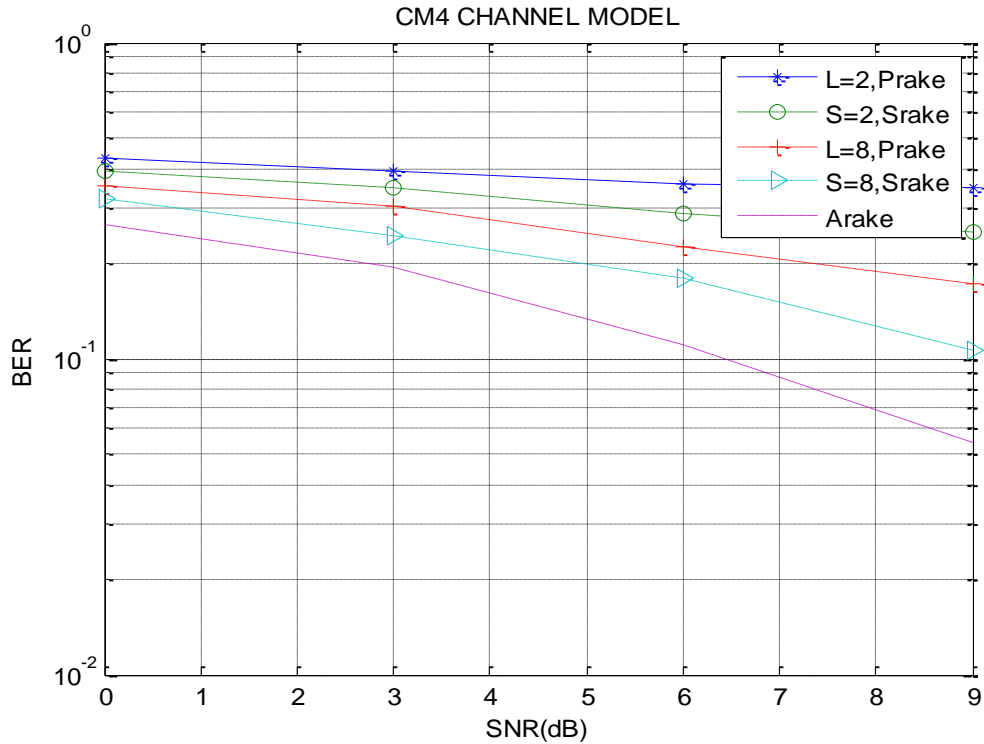
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 2.7 Les performances des récepteurs Rake pour les modèles du canal IEEE UWB en termes de taux d'erreur binaire et du SNR.

Il est clair que le récepteur ARake fournit un meilleur résultat par rapport aux deux autres types de RAKE, ainsi l'efficacité du récepteur est d'autant plus grande que le nombre de doigts du Rake est élevé [43].

2.3.2.4 Méthodes associées au récepteur à transmission de référence

L'étude des récepteurs à transmission de référence indique que l'impact du NBI se manifeste principalement à travers son produit d'autocorrélation constitue la durée du retard. Les méthodes proposées visent ainsi à réduire sinon supprimer la contribution de ce produit dans la prise de décision ce qui peut s'effectuer comme suit :

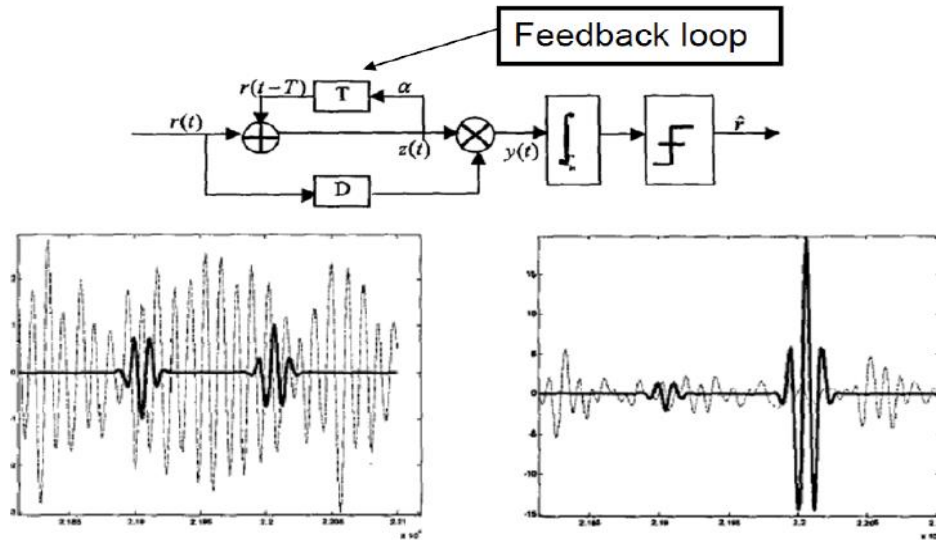


Figure 2.8 Boucle de retour dans un récepteur TR [44].

- Par l’ajustement de la ligne de retard en fonction de la fréquence du NBI, supposée alors connue.
- En codant la même information dans deux impulsions consécutives, de sorte à ce que la soustraction des signaux reçus annule le NBI lorsque ce dernier est pris dans son intervalle de cohérence.
- Lorsqu’en réception on utilise des branches parallèles possédant des lignes de retard différentes, il est possible de faire apparaître les échantillons du NBI, si la différence entre les retards de chaque branche ne dépasse pas son temps de cohérence. Le NBI apparait alors sous forme d’échantillons de cosinus et il peut ainsi être identifié et supprimé [44].

De nombreuses propositions existent pour lutter contre le NBI avec le récepteur à transmission de référence. Cependant, la réalisation de la ligne de retard demeure l’élément de complexité de ce récepteur, et il n’est pas toujours possible d’effectuer la transposition vers les autres architectures dont en particulier le détecteur d’énergie.

2.3.2.5 Méthodes associées au détecteur d’énergie

Contrairement aux deux architectures précédentes, le détecteur d’énergie ne fait pas l’objet, en littérature, d’une multitude de propositions visant à réduire l’impact du NBI. Les approches proposées reposent généralement sur l’optimisation de la durée d’intégration du récepteur.

La lutte contre l’interférence bande étroite peut s’effectuer par la variation de la durée du bit (prise comme multiple de la durée d’intégration), qui augmente l’énergie du bit pour une puissance du signal fixe; le moment d’ordre 2 (variance) du NBI est alors réduit à la sortie de l’intégrateur du récepteur, étant donné que l’énergie de l’interférence est collectée uniquement

pendant la période d'intégration. Cette opération s'effectue naturellement au détriment du débit de transmission des données.

Les auteurs proposent également d'intervenir sur la durée d'intégration, de sorte à la rendre proportionnelle à l'inverse de l'intervalle entre les fréquences centrales du signal UWB et du NBI. Le signal étant multi bande, cela peut faire correspondre le NBI avec le creux présent dans le spectre à la jonction de deux sous-bandes consécutives. L'efficacité de cette approche reste cependant limitée lorsque la fréquence centrale du NBI ne peut pas correspondre précisément au creux dans le spectre. La combinaison des deux méthodes se révèle au final être la solution qui convient pour atténuer l'impact du NBI sur les performances.

Une autre proposition consiste à supprimer le NBI à l'aide d'un banc de N corrélateurs insérés après le filtre passe-bande du détecteur d'énergie conventionnel comme illustré en figure 2.10. Chaque corrélateur $n \leq N$ effectue une opération entre le signal reçu et sa version retardée d'un délai D_n défini ou arbitraire. Les sorties sont regroupées suivant le principe du minimum de l'erreur quadratique moyenne (MMSE). C'est une approche qui présente des similitudes avec la transmission de référence, et il se pose le problème de la réalisation des retards[45].

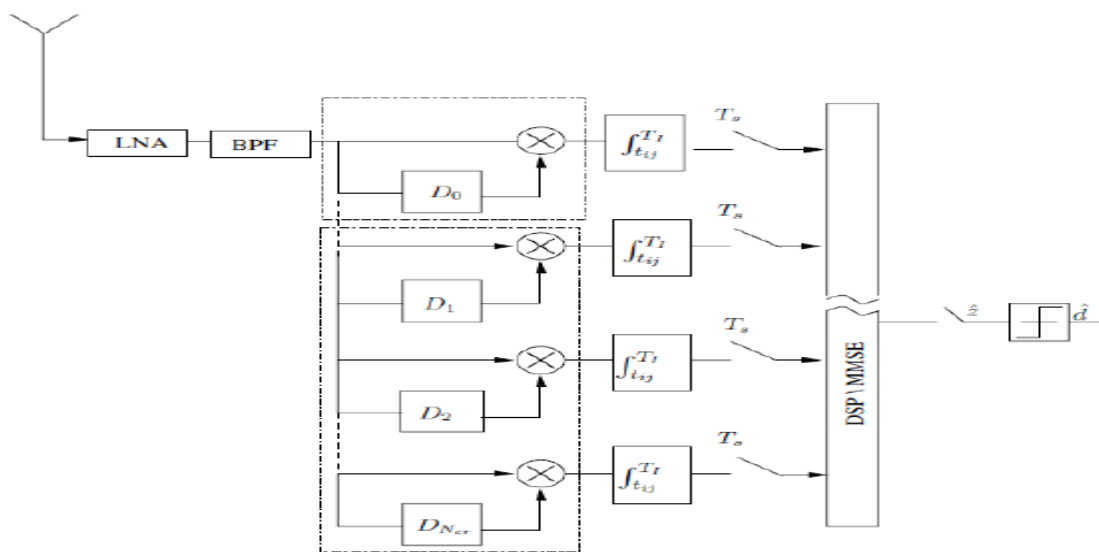


Figure 2.9 Détecteur d'énergie avec banc de corrélations [46].

Un bloc de traitement est introduit dans le détecteur d'énergie, entre le filtre passe-bande et l'élément quadratique. Il est composé d'un opérateur non-linéaire d'énergie Teager-Kaiser (TK), qui ramène le NBI dans une fréquence basse, suivi d'un filtre passe-haut qui supprime le NBI transposé. Cette méthode permet de s'affranchir de la connaissance de la fréquence du

NBI, qui peut être supprimé de façon analogique tout en conservant une architecture de faible complexité.



Figure 2.10 Détecteur d'énergie avec l'opérateur Teager-Kaiser [47].

2.4 Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre les différentes méthodes de lutte contre le NBI, La première peut être effectuée de façon préventive tout en utilisant la conception d'impulsion à partir de la fonction PSWF utilisant l'algorithme de décomposition de valeurs propres EVD et la conception d'impulsion à partir de l'approximation de Chebychev utilisant l'algorithme de conception du filtre Parks-McClellan (PM)). La deuxième peut également s'effectuer de manière corrective consistant cette fois-ci à utiliser le signal reçu pour supprimer ou atténuer le NBI.

Chapitre 3

Conception et simulation des impulsions Luttant contre le NBI

3.1 Introduction

De part sa nature, la technologie UWB opère nécessairement en présence d'interférences relativement puissantes. L'accès multiple par répartition en code à séquence directe ou à saut temporel qui est très efficace pour combattre l'interférence à bande étroite, sont des techniques qui peuvent potentiellement exploiter les principaux avantages de la technologie UWB.

Ce chapitre est dédié pour la conception des impulsions luttant contre le NBI ainsi que pour la simulation des systèmes de communication TH-PPM-UWB et TH-PAM-UWB basés sur les deux méthodes principales préventives, en comparant leurs performances en termes de taux d'erreur binaire BER.

3.2 La coexistence du NBI (interférence à bande étroite) dans le signal utile émis

L'interférence à bande étroite est basée sur un système de transmission de radio IEEE 802.11 qui utilise les trois canaux suivants :

- Le premier interféré emploie la modulation DSSS QPSK dans la gamme 2.4-2.48 gigahertz.
- Le deuxième interféré est identique sauf qu'il fonctionne à 5.0 gigahertz (milieu du spectre fonctionnant d'UWB).
- Le troisième interféré simule un système de méthode du saut de fréquence s'étendant de 1.0 à 4.0 gigahertz, avec des sauts produisant chaque microseconde.

Le signal NBI, $I(t)$ est modélisé par :

$$I(t) = \sum_{n=1}^{N_i} \sqrt{2I_n} \cos(2\pi f_n t + \theta_n) \quad (3.1)$$

Où f_n est la fréquence d'interférence et θ_n est la phase qui peut être considérée comme une variable aléatoire répartie sur l'intervalle $[0, 2\pi]$, I_n est la puissance transmise du n^{ime} signal de tonalité.

3.2.1 Interférence due au système DSSS (étalement de spectre à séquence directe)

La DSSS est de loin la technique de modulation à spectre étalé la plus utilisée lors de l'application de la norme 802.11b. L'étalement du spectre est obtenu en multipliant le signal à transmettre par une séquence d'étalement (spreading sequence).

Pour obtenir des débits de 5,5 et 11 Mbps, la 802.11b utilise un codage CCK (Complementary Code Keying) avec une modulation DQPSK (Differential Phase-Shift Keying).

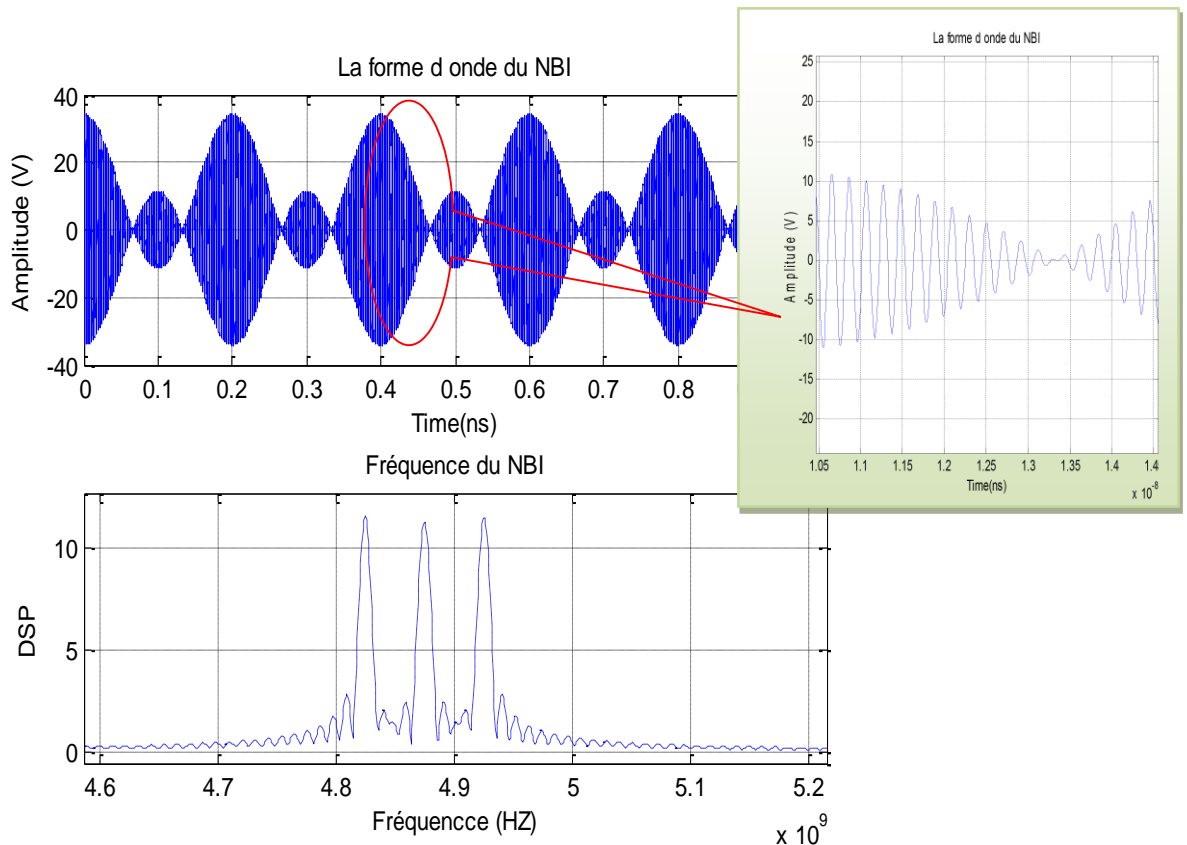


Figure 3.1 La forme d'onde et spectre du NBI due au système DSSS (la gamme 2.4- 2.48 Ghz)

A travers la figure 3.1, nous trouvons la forme d'onde due au système DSSS (la gamme 2.4- 2.48 gigahertz). Ainsi, sa densité spectrale de puissance représente 3 bosses.

3.2.2 Interférence due au système DSSS: Centré dans le spectre UWB

Il utilise aussi la même technique et modulation que celui du premier cas sauf qu'il fonctionne dans la bande de 5.0 gigahertz (milieu du spectre fonctionnant d'UWB).

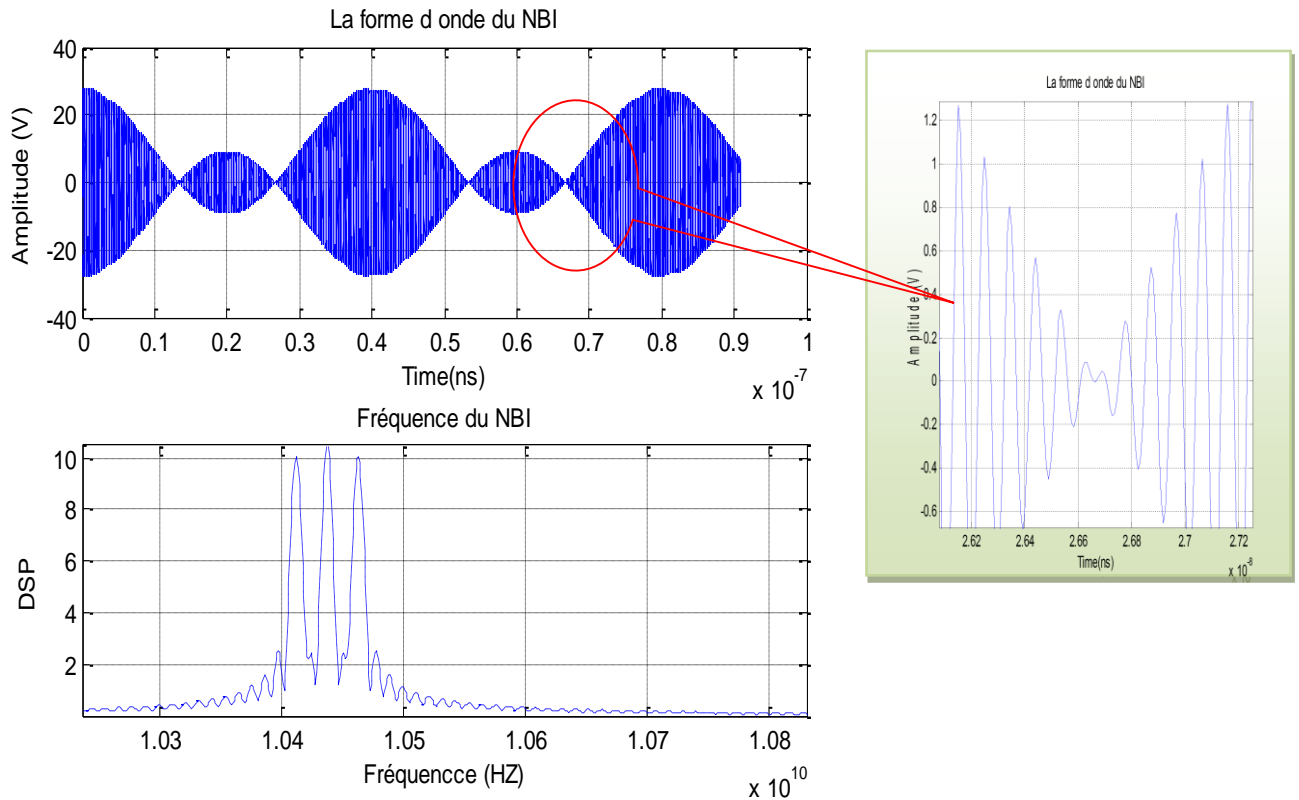


Figure 3.2 La forme d'onde et spectre du NBI due au système DSSS (bande 5 Ghz)

La forme d'onde du NBI et la fréquence du NBI est aussi différente que celui du premier cas. Sa densité spectre de puissance représente aussi 3 bosses.

3.2.3 Interférence due au système FHSS (étalement de spectre par saut de fréquence)

Le principe de FHSS est simple, il s'agit de modifier périodiquement la fréquence utilisée pour la transmission du signal en suivant pour cela une séquence prédéfinie. Le passage d'une fréquence à une autre est appelé hop. Une séquence est composée de hop, c'est pour cela qu'elle est couramment appelée hopping sequence.

La technique de FHSS est utile pour supprimer l'interférence, rendant l'interception difficile, et fournissant des possibilités d'accès-multiple.

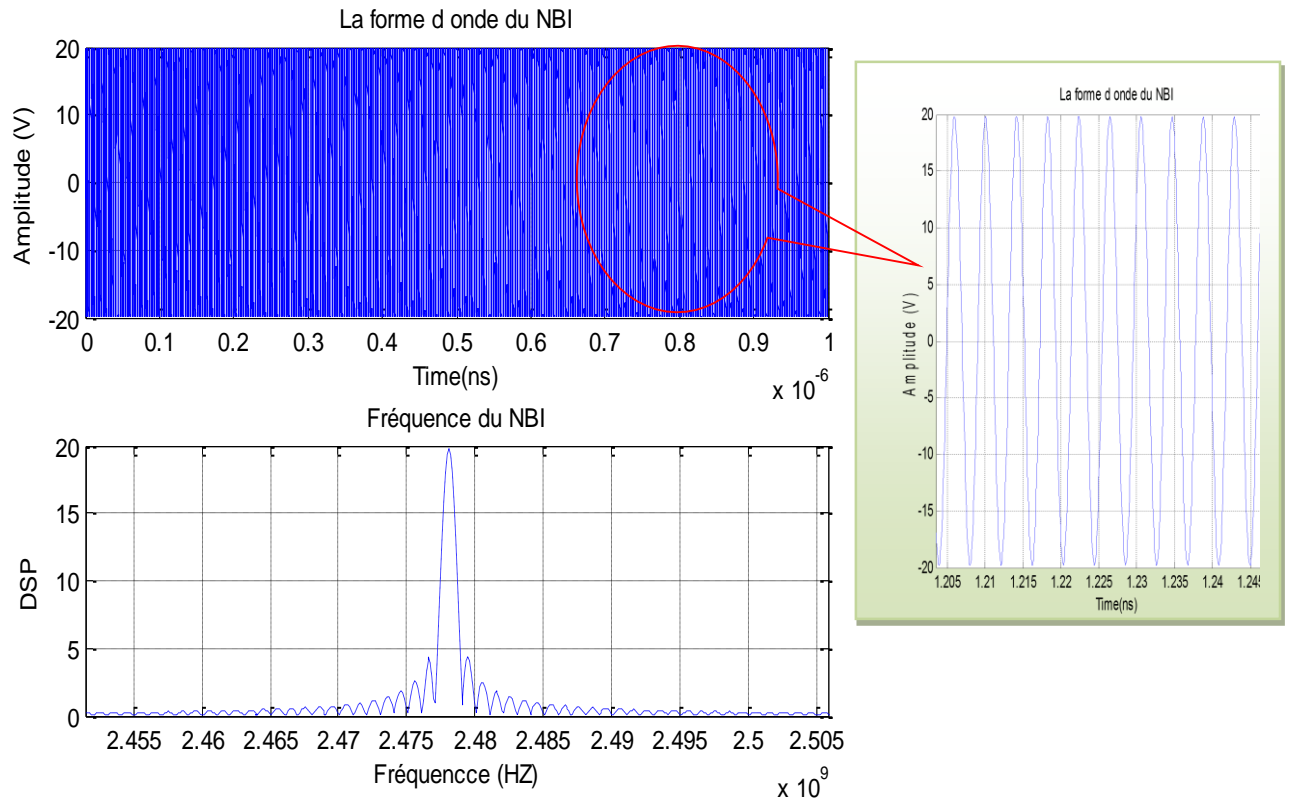


Figure 3.3 La forme d'onde du NBI due au système FHSS

Contrairement au deux formes d'onde précédentes, Cette technique est utilisée dans le standard Wifi afin de réduire les interférences entre les transmissions des diverses stations d'une cellule. Sa densité spectrale de puissance (voir figure 3.3) à une bosse.

Parmi les 3 formes d'onde du NBI représenté, nous choisissons le deuxième interféré pour voir son impact négatif sur notre signal utile émis. Le signal utile émis avec l'ajout de la forme d'onde du deuxième interféré est représenté dans la figure 3.4

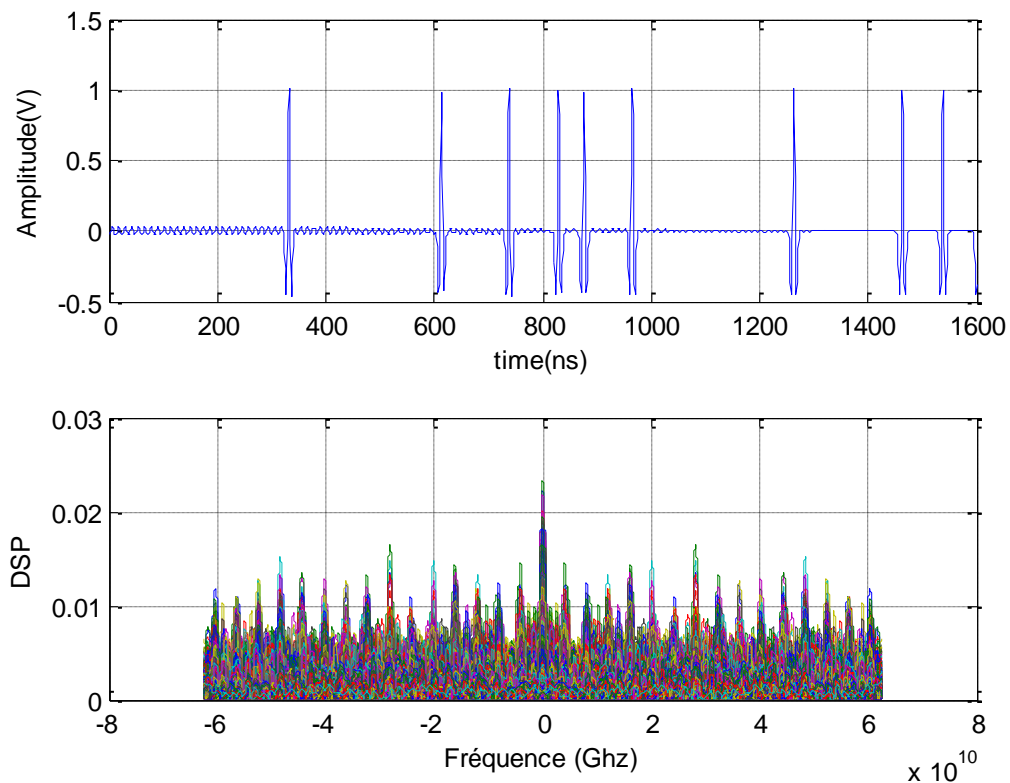


Figure 3.4 Signal utile émis avec l'ajout du NBI dans le domaine temporel et fréquentiel

3.3 Conception des impulsions luttant contre le NBI

La lutte contre les interférences à bande étroite au bénéfice des systèmes à large bande a fait l'objet de nombreuses investigations, et des méthodes ont été développées ou adaptées rendre le système UWB plus robuste.

Toutefois, la grande majorité de ces principes de lutte contre le NBI est établie soit pour les systèmes UWB multi-bandes, soit pour le récepteur cohérent en radio impulsionnelle.

Dans un système UWB, la lutte contre le NBI peut être effectuée de façon préventive, avec des mécanismes élaborés dès l'émission du signal avant que ce dernier ne soit corrompu par le NBI.

Certaines solutions ont été proposées et, comme le montre la figure 3.5, bien que l'utilisation de dérivés Gaussiennes soit plus fréquente en raison de sa mise en œuvre relativement simple, ce genre d'impulsion ne correspond pas si bien avec le masque défini par la FCC pour le système UWB.

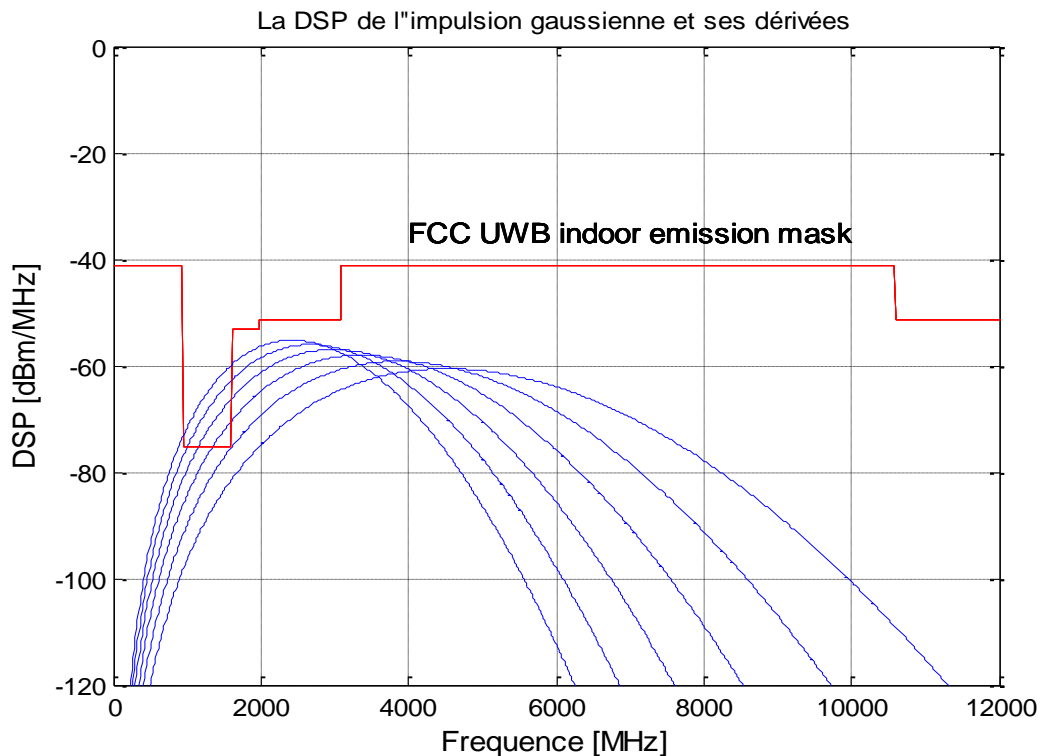


Figure 3.5 La DSP de l'impulsion gaussienne et ses dérivées

3.3.1 Conception d'une impulsion utilisant la PSWF et l'algorithme EVD :

L'algorithme de conception d'impulsion UWB utilisant les fonctions PSWF a été présenté pour la première fois dans [48] :

Étant donné un masque désiré $H(f)$ qui peut être considéré comme un filtre passe-bande idéal comme le montre la figure 3.6

$$H(f) = \begin{cases} 1 & f_L < f < f_H \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.2)$$

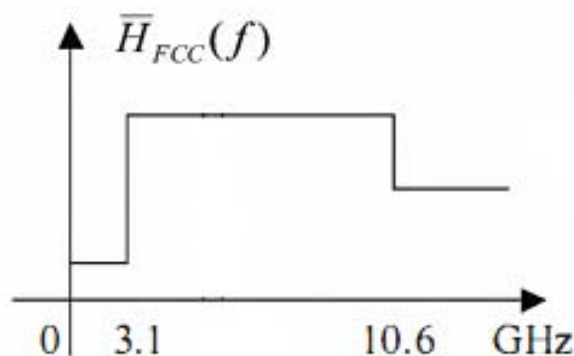


Figure 3.6 Le Spectre désiré

Cet algorithme de conception d'impulsion utilise la réponse impulsionnelle correspondante $H(t)$ obtenue en utilisant la transformée de Fourier inverse de $H(f)$:

$$h(t) = 2f_H \text{sinc}(2f_H t) - 2f_L \text{sinc}(2f_L t) \quad (3.3)$$

Plus précisément nous souhaitons concevoir un signal d'impulsion $s(t)$ de durée T_m (période de l'impulsion) tout en présentant une distorsion minimale qui passe à travers le filtre $h(t)$ (figure3.7)

Autrement dit, lorsque l'impulsion $s(t)$ est envoyée à travers le filtre $h(t)$ la sortie du filtre sera égale à $\lambda s(t)$ avec λ est un facteur d'atténuation.

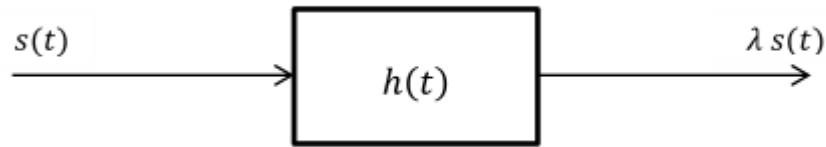


Figure 3.7 Schéma de l'algorithme de conception d'impulsion.

3.3.1.1 Calcul de la fonction PSWF

Le PSWF est un ensemble de fonctions d'impulsion limitées en temps et en fréquence. Ces impulsions sont déterminées à partir de l'équation (3.4).

$$\lambda s(t) = \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} s(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad (3.4)$$

La fonction continue (3.3) est difficile à résoudre,

[49] propose une solution dans le domaine discret en échantillonnant $\lambda s(t)$ à un taux de N échantillons par durée d'impulsion. L'équation (3.4) échantillonné devient :

$$\lambda s[n] = \sum_{m=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} s[m] \cdot h[n - m], \quad n = -\frac{N}{2} \dots \dots \dots \frac{N}{2} \quad (3.5)$$

Où n et m : des valeurs de nombre entier

Sous forme vectorielle, l'équation (3.5) devient une opération de multiplication matricielle de taille $(N + 1) \times (N - 1)$ d'une matrice Hermitienne Toeplitz réelle H avec le vecteur d'échantillon s .

$$\lambda s = \mathbf{H}s$$

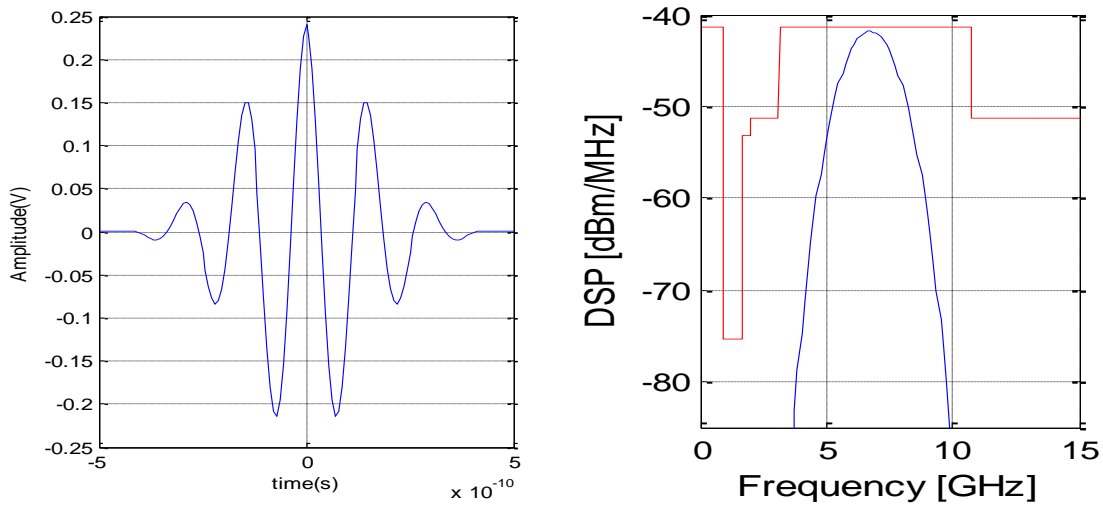
$$\lambda \underbrace{\begin{pmatrix} s \left[-\frac{N}{2} \right] \\ s \left[\frac{N}{2} + 1 \right] \\ \vdots \\ s \left[\frac{N}{2} \right] \end{pmatrix}}_s = \underbrace{\begin{bmatrix} h[0] & h[-1] & \dots & h[-N] \\ h[1] & h[0] & \dots & h[-N+1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h[N] & h[N-1] & \dots & h[0] \end{bmatrix}}_H \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} s \left[-\frac{N}{2} \right] \\ s \left[\frac{N}{2} + 1 \right] \\ \vdots \\ s \left[\frac{N}{2} \right] \end{pmatrix}}_s \quad (3.6)$$

Il est clair que s est un vecteur propre de la matrice. Par conséquent, nous définissons s comme $[s_1, s_2, \dots, s_m]$, où les valeurs propres sont classés par ordre décroissant, c'est-à-dire $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_M$.

Comme c'est le cas avec PSWF, seuls les vecteurs propres correspondant à la plus grande valeur doivent être prises comme des références d'impulsion et sélectionnés pour la mise en œuvre.

3.3.1.2 Résultats de simulation et Discussion

La forme d'impulsion UWB générée en utilisant la fonction PSWF et sa densité spectrale de puissance $DSP(f) = |S(f)|^2$ sont représentées sur la figure 3.8:



(a) (b)

Figure 3.8 Impulsion en UWB générée en utilisant la fonction PSWF et l'algorithme EVD:

(a) La forme d'impulsion. (b) la DSP de l'impulsion.

3.3.1.3 L'impulsion basée sur la fonction PSWF pour éviter une seule NBI

Supposons qu'un système à bande étroite qui coexiste avec le système UWB dans une fenêtre d'interférence $N(f)$ comme le montre la figure 3.9:

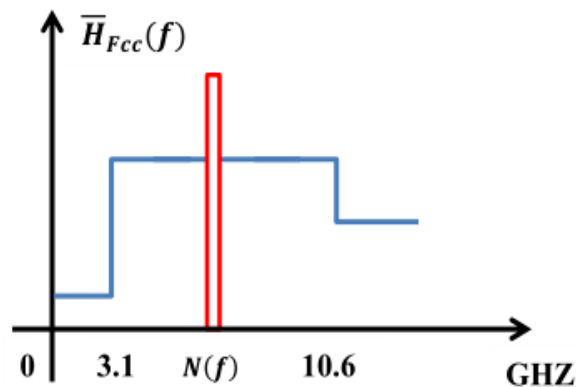


Figure 3.9 Le spectre désiré avec une fenêtre d'interférence à bande étroite.

Nous pouvons obtenir l'impulsion désirée comme suit:

- 1) On Partitionne la bande UWB en deux sous-bandes : (f_L, f_M) et (f_N, f_H) . On note que la condition $f_M > f_N$ est nécessaire.
- 2) On utilise dans chaque bande la méthode de décomposition de valeur propre (EVD : Eigen value Decomposition) pour générer deux sous-impulsions $s_1(t)$ et $s_2(t)$
- 3) On ajuste f_M , f_N et l'amplitude d'impulsion.
- 4) On superpose les deux sous-impulsions pour générer l'impulsion UWB désirée. Il est clair que, dans la figure 3.10

la DSP de l'impulsion UWB a un point zéro (un creux) à f_0 .

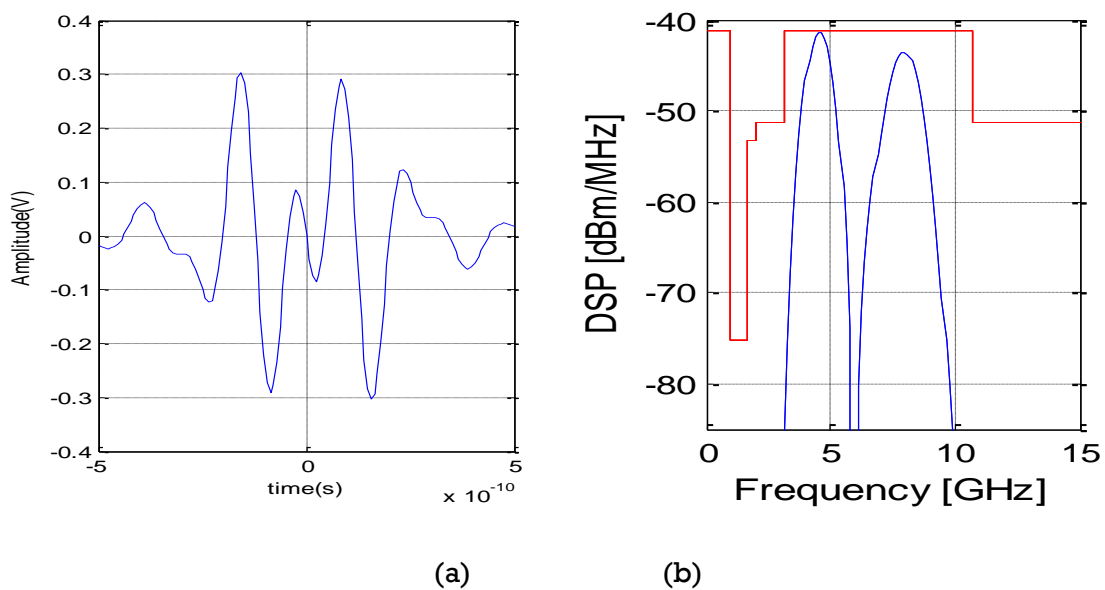


Figure 3.10 Impulsion en UWB générée pour la lutte contre une seule NBI : (a) La forme d'impulsion PSWF en utilisant l'algorithme EVD. (b) la DSP de l'impulsion.

3.3.2.1.2 L'impulsion basée sur la fonction PSWF pour éviter les double NBI

En utilisant la même idée pré-décrite, l'impulsion générée dans ce cas est le résultat de la superposition de trois sous-bandes et on obtient une impulsion ULB à deux creux, comme illustré dans la figure 3.10.

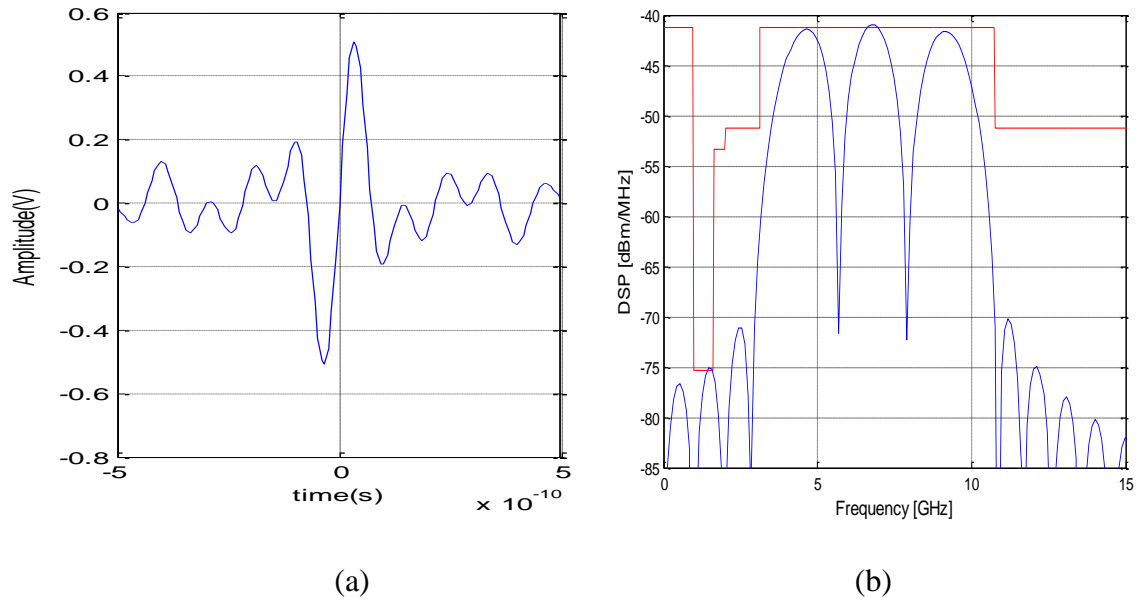


Figure 3.11 Impulsion en UWB générée pour la lutte contre le double NBI : (a) La forme d'impulsion PSWF en utilisant l'algorithme EVD. (b) la DSP de l'impulsion

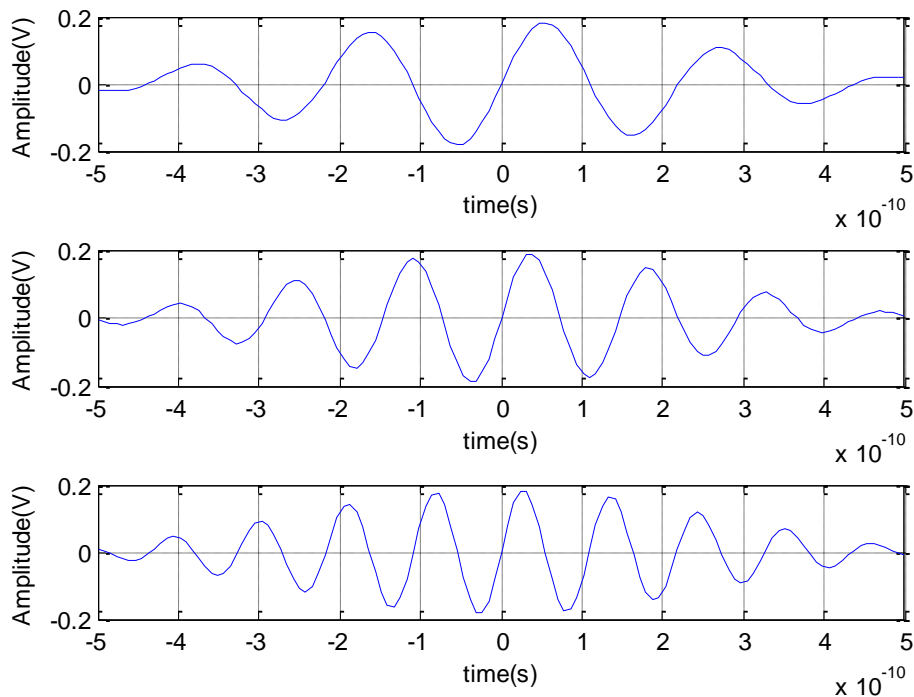


Figure 3.12 les formes des trois bandes générant l'impulsion PSWF pour éviter le double NBI.

Nous remarquons, le fait de créer des creux au niveau de la DSP qui sont parfois nécessaires pour supprimer le NBI, mais lorsque ces creux deviennent profonds comme le montre la figure 3.10, donc on voit qu'il n'y a pas de conformité avec le masque FCC ce qui peut engendrer de plus les interférences. Tout ce qu'on peut dire, bien que la PSWF est une technique qui permet de minimiser l'interférence, mais ses performances sont limitées lorsque les creux de la DSP deviennent profonds.

3.4 Conception d'une impulsion utilisant l'approximation de la fonction Chebyshev

La théorie de base de l'approximation de la fonction de Chebyshev proposée Conception et mise en œuvre à l'aide d'algorithmes (algorithmes PM) créés par Parks et McClellan Obtenez des filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR) efficaces et optimales,

L'Algorithme PM Est une variante de l'algorithme Remez, spécialement conçu et modifié les filtres FIR sont devenus la méthode standard de conception de ces derniers. Le but de cet algorithme est de minimiser l'erreur grâce à l'approximation de Chebyshev. Considérez qu'il existe des interférences à bande étroite dans le spectre UWB.

3.3.2 La fonction Chebyshev et l'algorithme de Parks-McClellan

La fonction de transfert du filtre FIR équivalent est obtenue par la soustraction de la fenêtre d'interférence $N_n(f)$, à partir du masque $\bar{H}(f)$ de l'UWB. Par conséquent, le spectre de l'impulsion $S(f)$ peut être obtenu de la manière suivante [50]:

$$S(f) = \bar{H}(f) - N_n(f) \quad (3.7)$$

Le spectre de l'impulsion optimale estimée $\tilde{S}(f)$ peut être exprimé comme un polynôme d'ordre R :

$$\tilde{S}(f) = \sum_{i=0}^R a_i f^i \quad (3.8)$$

L'erreur d'observation est définie comme:

$$e(f) = \gamma(f)[S(f) - \tilde{S}(f)] \quad (3.9)$$

$\gamma(f)$ est une fonction de poids positive. La condition nécessaire et suffisante pour $\tilde{S}(f)$ unique, pour minimiser $|e(f)|$:

$$\min \left\{ \max_{F \in \Gamma} |e(f)| \right\} = \min \left\{ \max_{F \in \Gamma} |\gamma(f)[S(f) - \tilde{S}(f)]| \right\} \quad (3.10)$$

Où Γ est l'ensemble d'intervalle de fréquences disjointes dans $[0,0.5]$.

3.4 Résultats de simulations et discussion

3.4.2 La conception d'impulsion Pour éviter les interférences avec le GPS

Afin d'éviter des interférences avec GPS, nous supposons que $\bar{H}_n(f)$ est le masque normalisé du masque désiré $\bar{H}_{fcc}(f)$, présenté comme suit dans la figure 3.13

$$\bar{H}_n(f) = \begin{cases} 0, & f < 3.1\text{Ghz} \\ 1, & 3.1\text{Ghz} \leq f < 10.6\text{Ghz} \\ 0.316, & f > 10.6\text{Ghz}, \end{cases} \quad (3.11)$$

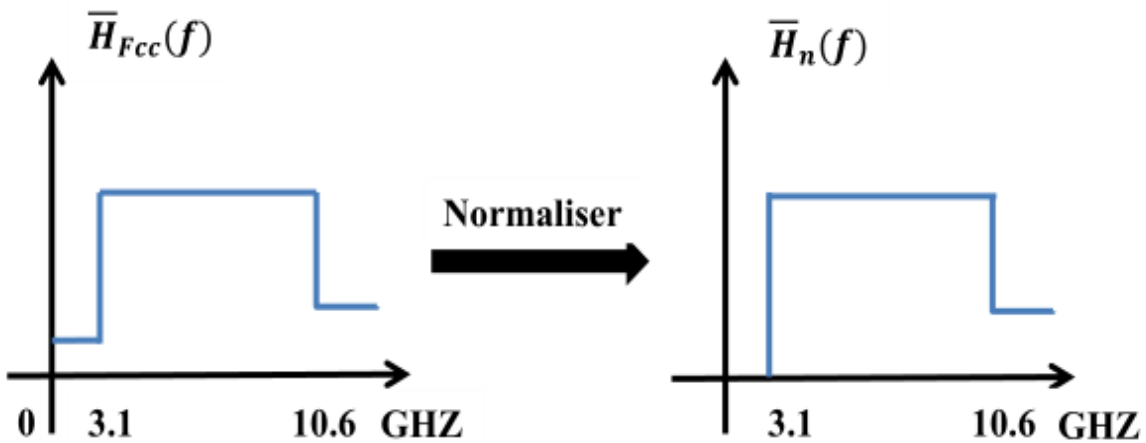


Figure 3.13 Le spectre désiré et son spectre normalisé.

La fonction `remez` (N, W, F, M) sous MATLAB est utilisée pour mettre en œuvre l'algorithme de Parks-McClellan (PM) et obtenir la solution qui minimise la fonction d'erreur (3.9),

où N représente les points d'échantillonnage, F est le vecteur de fréquence, M est la valeur correspondante de l'amplitude et W est le vecteur de poids.

Afin d'obtenir le spectre désiré ci-dessus, nous avons réglé les valeurs suivant :

- Le vecteur de fréquence : $F = [0, 0.22134, 0.3, 0.66, 0.7572, 1]$
- La transformée de Fourier idéale de la bande de fréquences correspondante $M = [0, 0, 1, 1, 0.316, 0.316]$.

Ensuite, nous avons ajusté les paramètres N et W de façon d'avoir les formes appropriées (figure 3.14)

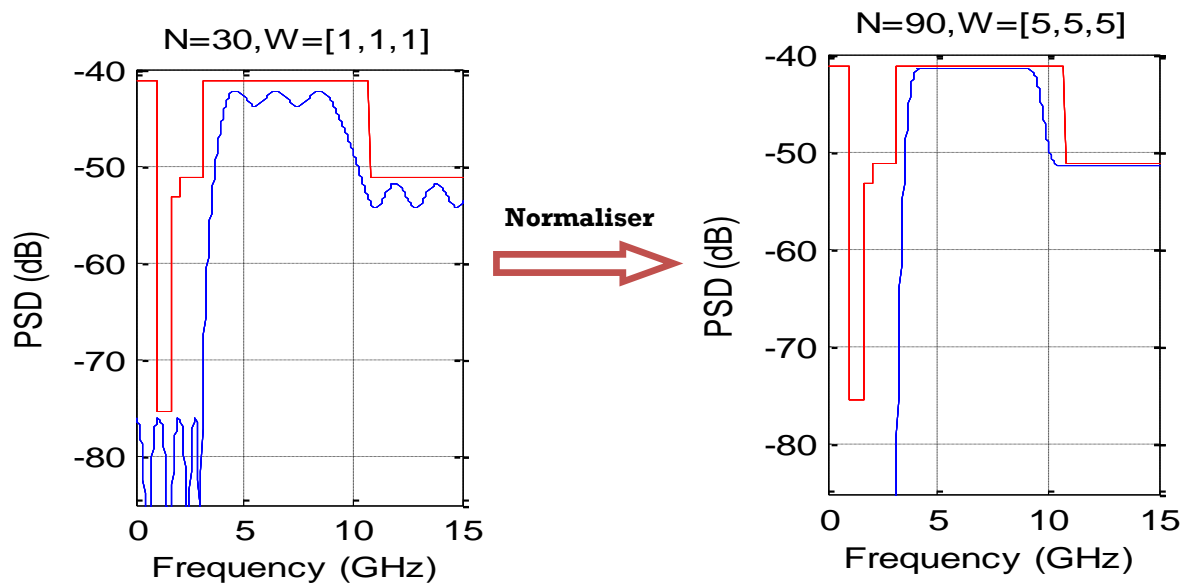


Figure 3.14 DSP de l'impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybshev en ajustant les paramètres N et W.

On remarque que les performances de l'impulsion générée par la méthode d'approximation de la fonction Chebyshev pour $N = 30$ et $W = [1, 1, 1]$ est nettement plus meilleur lorsque $N = 90$ et $W = [5, 5, 5]$, puisque l'impulsion générée est plus proche du Gabarit de la FCC.

3.5 La conception d'impulsion pour éviter une seule NBI

Nous supposons qu'une interférence à bande étroite d'une bande passante de 100 MHz est située à 5 GHz. Dans ce cas, pour éviter l'interférence, une impulsion est obtenue (figure 3.15), en ajustant la fonction remez (N, F, M, W) comme suit :

- Les points d'échantillonnage $N=120$,
- le vecteur de fréquence $F = [0, 0.23, 0.2616, 0.337, 0.3616, 0.3856, 0.391, 0.73, 0.762, 1]$,
- le vecteur d'amplitude correspondant $M = [0, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 0.316, 0.316]$,
- le vecteur poids $W = [25, 25, 25, 25, 25]$.

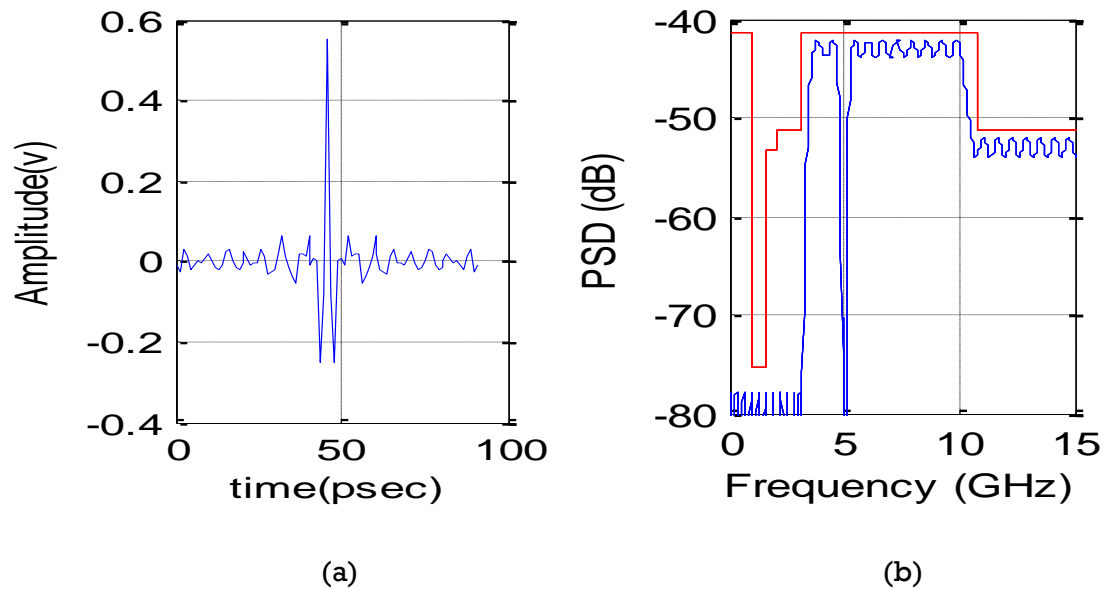


Figure 3.15 Impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybshev pour la suppression d'une seule NBI : (a) L'impulsion, (b) DSP de l'impulsion

3.5.2 La conception d'impulsion pour éviter les multiple NBI

Supposons maintenant que deux interférences à bande étroite avec leur bande passante de 100MHz sont situées à 5 GHz et 8 GHz. Pour éviter ces interférences, une impulsion est obtenue en ajustant la fonction remez (N, F, M, W) comme suit :

- Les points d'échantillonnage $N=120$,
- le vecteur de fréquence $F = [0, 0.23, 0.2416, 0.3631, 0.36612, 0.38791, 0.395, 0.56024, 0.5752, 0.58020, 0.595901, 0.752, 0.762, 1]$,
- le vecteur d'amplitude correspondant $M = [0, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 1, 0.316, 0.316]$,
- le vecteur poids $W = [25, 2, 1, 2, 1, 2, 8]$.

La figure 3.16 montre l'impulsion générée pour la lutte contre les multiples NBI et sa DSP.

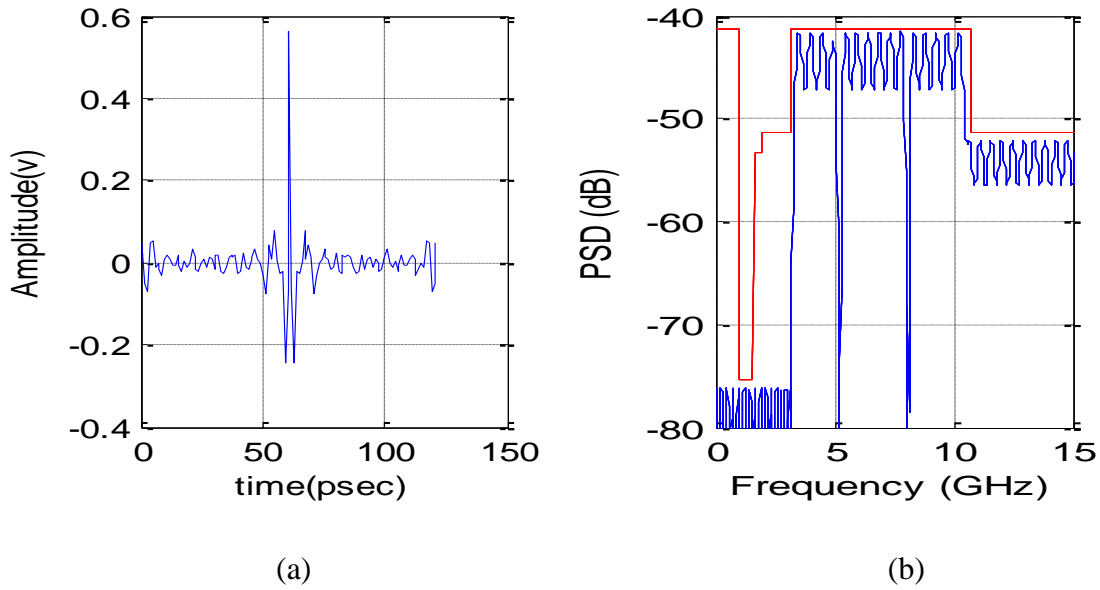


Figure 3.16 Impulsion UWB basée sur l’approximation de Chybyshev pour la suppression de multiple NBI : (a) L’impulsion, (b) DSP de l’impulsion

3.6 Simulation d’une chaîne de transmission TH-UWB en présence du NBI

Les opérations générales de la chaîne de transmission implémentée sont décrites dans le but de comprendre les différents blocs implémentés et introduire les paramètres testés. Dans la figure 3.17, le schéma du bloc général est présenté. Cette chaîne de transmission est composée de trois blocs : l’émetteur, le récepteur et un bloc de propagation.

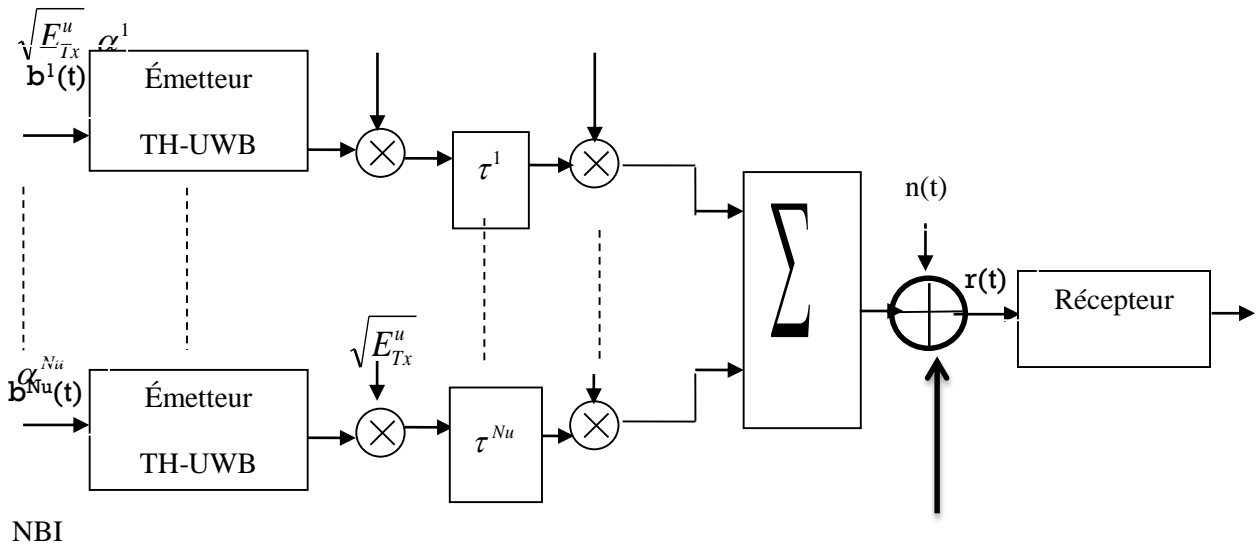


Figure 3.17. Système de communication TH-UWB.

La simulation est entièrement réalisée sous Matlab. Elle offre en effet toutes sortes de fonction permettant la simulation d'outils de communication.

Nos simulations sont basées sur la norme IEEE 802.11b WLAN. Elle propose un débit théorique de 11 Mbps avec une portée de 300mètres dans un environnement dégagé.

La simulation peut être divisée en trois parties distinctes :

La partie émettrice, la coexistence du NBI (interférence à bande étroite) dans le signal utile émis et la partie réceptrice qui fera l'objet d'un travail en perspective.

3.4.1. Simulation d'un système TH-PPM-UWB en présence du NBI

Considérons le modèle de la figure 3.18, Il s'agit d'un système asynchrone avec (Nu) utilisateurs, 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 partagés par le canal il y a deux factor essentiel c'est l'atténuation et le retard imposés. La somme des signaux TH-PPM-UWB permet la coexistence d'un Nu utilisateur dans canal AWGN qui présente un bruit additif $n(t)$, le bloc du récepteur décrit la récupération du signal transmis qui sera détaillée ultérieurement.

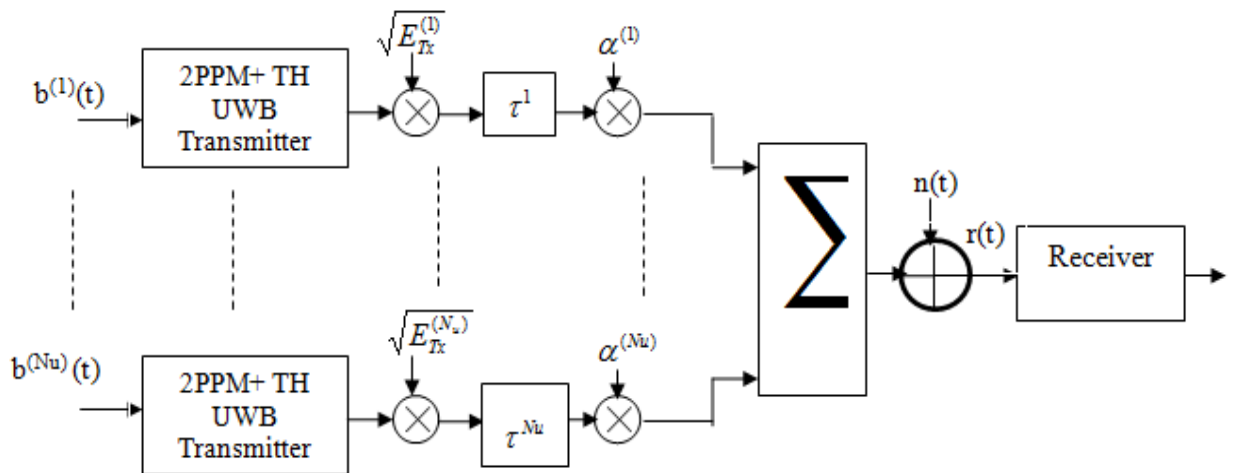


Figure 3.18 Système de communication TH-PPM-UWB.

Le signal à l'émission

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

$$S_{TX}^{(n)} = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_{TX}^{(n)}} p_0(t - jT_f - c_j^{(n)}T_c - a_j^{(n)}\varepsilon) \quad (3.12)$$

avec :

$p(t)$ est l'impulsion normalisée et $E_{TX}^{(n)}$ est l'énergie de chaque impulsion transmise par l'utilisateur n , l'impulsion j est caractérisée par deux décalages temporels:

- Le premier, $c_j^{(n)}T_c$ est dû au code de saut temporel (TH).
- Le second, $a_j^{(n)}\varepsilon$ est dû à la modulation de position (PPM).

$c_j^{(n)}$, est le $j^{\text{ième}}$ coefficient du code pseudo-aléatoire définissant la séquence TH de l'utilisateur $N0 \leq c_j^{(n)} < N, \forall j$ ou $N = \frac{T_s}{T_c} - 1$ est le nombre d'intervalle de temps dans une fenêtre et T_c la durée d'un intervalle. Un code différent pour chaque utilisateur permet d'éviter des collisions catastrophiques entraînant une perte complète d'information ; ε est l'écart temporel introduit par la PPM et $a_j^{(n)}$ est une donnée binaire (0 ou 1) portée par l'impulsion j .

Les deux décalages doivent satisfaire la condition $c_j^{(n)}T_c + \varepsilon < N, \forall c_j^{(n)}$.

Le signal dans l'équation (3.1) émet une impulsion $p(t)$ qui prend des valeurs différentes en fonction des bits d'information $a_j^{(n)}$ "0" ou "1".

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

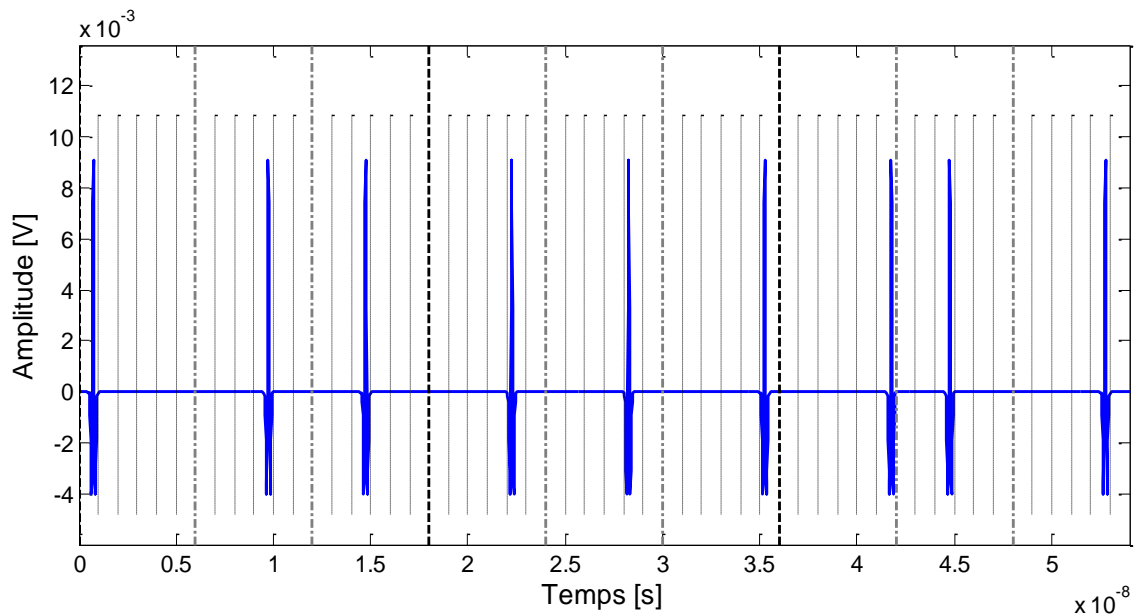


Figure 3.19 Impulsion PPM modulée

3.4.2 Analyse 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 canal multi-trajet.

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

$$s_m(t) = \begin{cases} \sqrt{E_{TX}} p_0(t) & \text{si } a = 0 \\ \sqrt{E_{TX}} p_1(t) = \sqrt{E_{TX}} p_0(t - \varepsilon) & \text{si } a = 1 \end{cases} \quad (3.13)$$

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

$$s_m(t) = s_{m0}(t)p_0(t) + s_{m1}(t)p_1(t) \quad m = 0,1 \quad (3.14)$$

Le signal à la réception

Dans le cas général, le schéma synoptique (voir figure 3.20) représente la chaîne de transmission UWB en présence à la fois du canal multi trajet, l'interférence à bande étroite et le bruit AWGN.

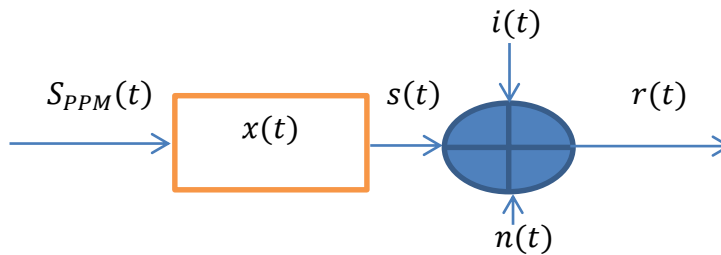


Figure 3.20 Schéma synoptique de la chaîne de transmission en bande de base en présence du NBI

Le signal reçu est :

$$r(t) = s(t) + n(t) + i(t) \quad (3.15)$$

Où $n(t)$ est le bruit blanc gaussien additif, $i(t)$ est le NBI et $s(t)$ est le signal de sortie du canal.

Ainsi, la réponse impulsionnelle du canal discret IEEE 802.15.3a est donnée par :

$$x(t) = X \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3.16)$$

Où $\tau_{k,l}$ est le retarde du $k^{ième}$ rayons relatif au temps d'arrivée du $l^{ième}$ cluster. Le coefficient $\alpha_{k,l}$ représente les amplitudes des différents trajets.

Le signal reçu à la réception est la somme du NBI, bruit et aussi le signal reçu à la sortie du canal.

Le signal reçu est donné par :

$$r(t) = X \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_{TX}^{(u)}} p(t - T_l - \tau_{k,l} - jT_s - c_j^k T_c - \varepsilon a_j^k) + n(t) + i(t) \quad (3.17)$$

Nous adoptons un récepteur simple utilisateur à corrélation. Le signal reçu est corrélé avec un signal de référence $m(t)$ puis comparé à un seuil nul.

En notant N_s le nombre de répétition du bit transmis la figure 3.9 représente le cas

$N_s = 1$, $m(t)$ est donnée par :

$$m(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} v(t - jT_s - C_j^{(1)} T_s) \quad (3.18)$$

Avec

$$v(t) = p_0(t) - p_0(t - \varepsilon)$$

$$Z = \int_0^{T_b} r(t) m(t) dt \quad (3.19)$$

Ensuite, le récepteur prend la décision "hard decision" sur 0 si $Z > 0$ et 1 si $Z < 0$.

Le schéma du récepteur optimal dans ce cas est montré dans la figure 3.21 :

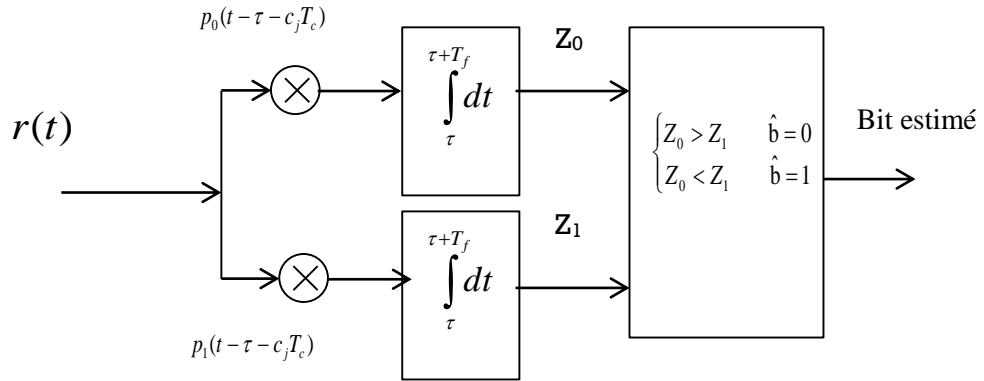


Figure 3.21 Récepteur optimal pour TH-PPM.

Pour bien simplifier ce schéma, on utilise un modèle équivalent avec un seul corrélateur comme montré dans la figure 3.22 :

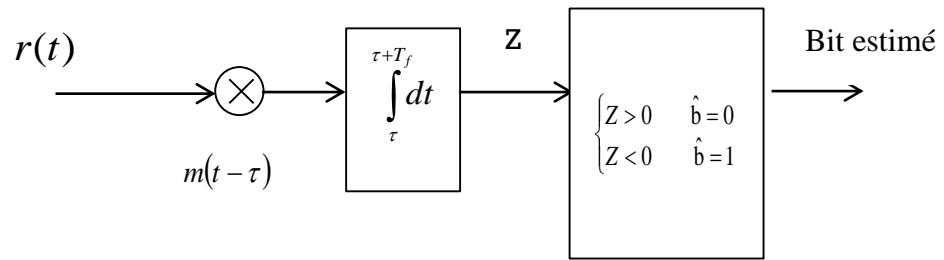


Figure 3.22 Récepteur optimal pour TH-PPM basé sur un seul corrélateur.

Ensuite, le récepteur prend la décision "harddecision" sur :

$$0 \text{ si } Z \geq 0 \quad \text{et} \quad 1 \text{ si } Z < 0.$$

$$Pr_e = \frac{1}{2} Prob(Z \geq 0 | a = 1) + \frac{1}{2} Prob(Z < 0 | a = 0)$$

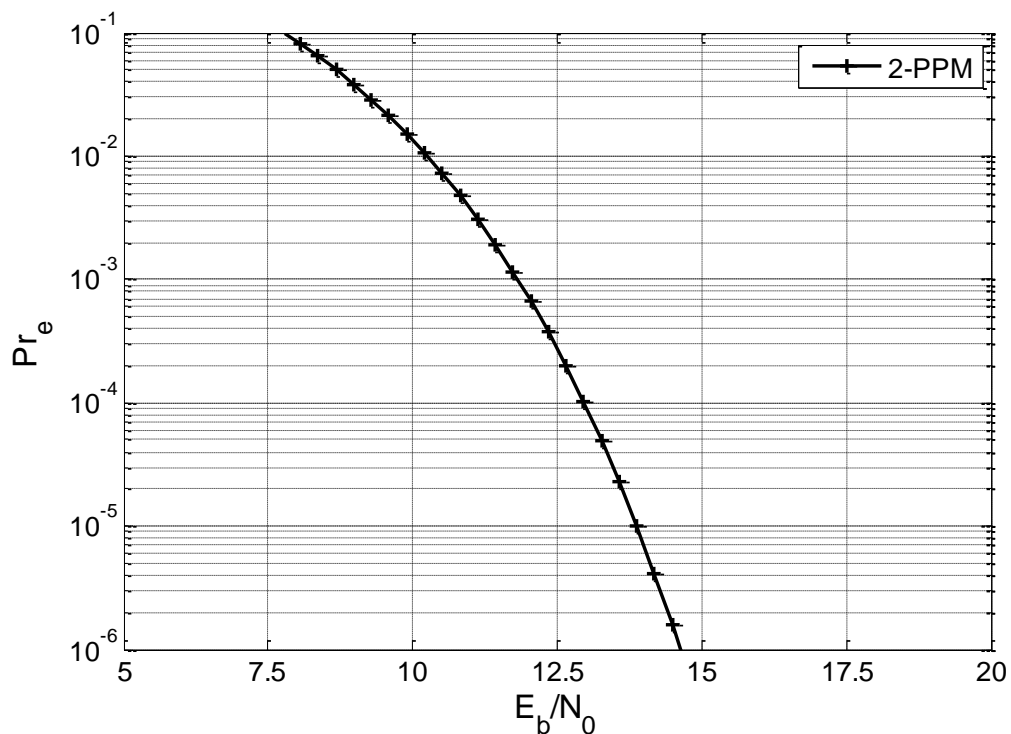


Figure 3.23 La probabilité d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit pour le cas TH-PPM.

3.5 Simulation d'un système TH-PAM-UWB en présence du NBI

La modulation d'amplitude de l'impulsion, ou (Pulse Amplitude Modulation (PAM)), est une alternative à la modulation par position d'impulsion. 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.

Le deuxième modèle du système étudié figure 3.22 est le même donné dans la figure 3.24 sauf pour le bloc de la modulation qui sera dans ce cas remplacé par la modulation TH-PAM.

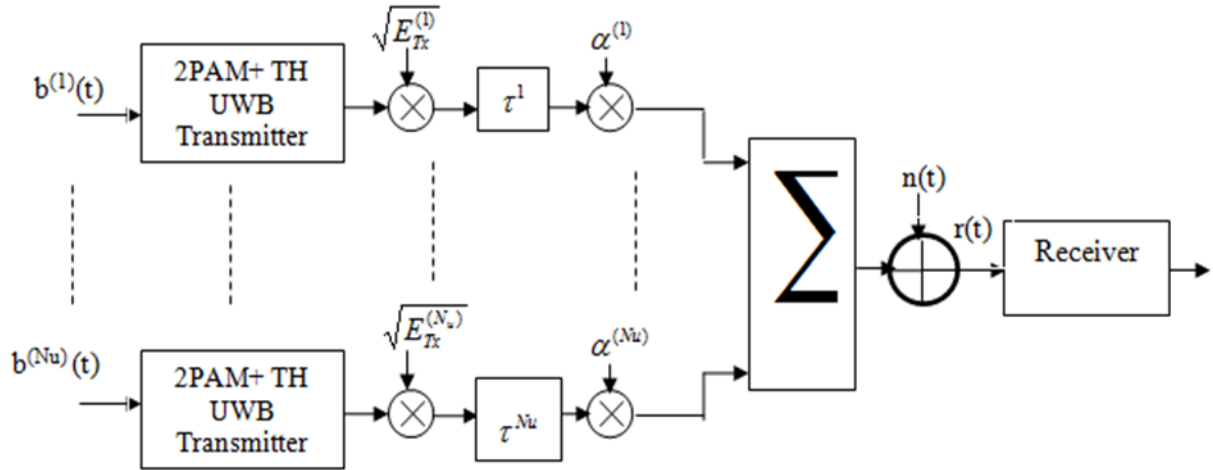


Figure 3.24 Système de communication TH-PAM-UWB.

Le signal à l'émission

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

$$s_{TX}^{(n)} = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j^{(n)} \sqrt{E_{TX}^{(n)}} p_0(t - jT_f - c_j^{(n)}T_c) \quad (3.20)$$

avec :

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

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

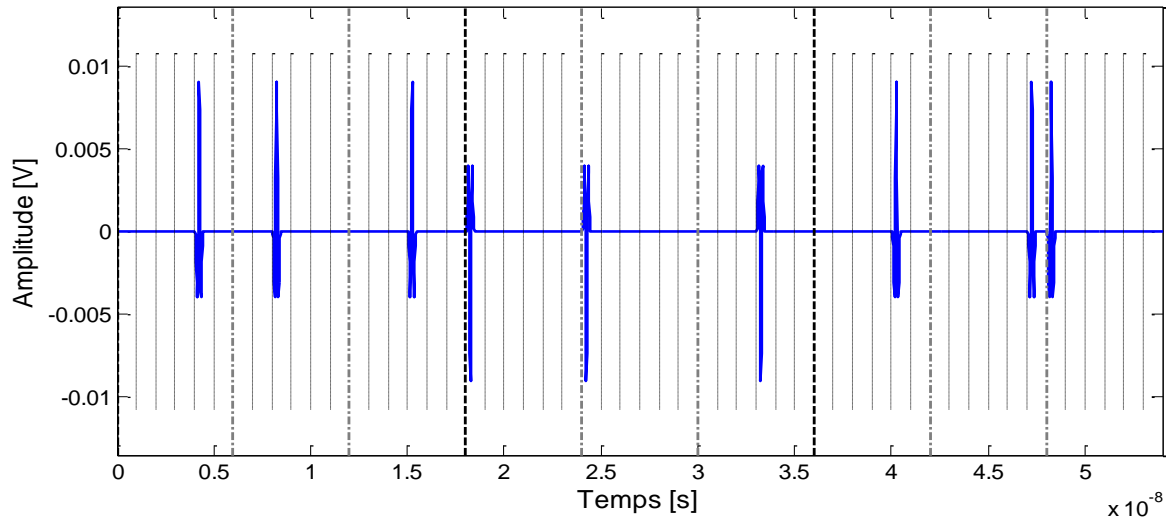


Figure 3.25 Transmission d'un signal TH-PAM.

3.5.1 Analyse du BER dans le système TH-PAM-UWB

Similairement au cas du système TH-PPM, on détermine la probabilité d'erreur binaire, dans ce cas du modulation il y a deux possibilités du signal transmis :

$$s_m(t) = \begin{cases} \sqrt{E_{TX}} p_0(t) & \text{si } a = 1 \\ \sqrt{E_{TX}} p_1(t) = -\sqrt{E_{TX}} p_0(t) & \text{si } a = 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

donc :

$$s_m(t) = s_m p_0(t) \quad m = 0,1 \quad (3.22)$$

avec :

$$\begin{cases} s_0 = -\sqrt{E_{TX}} \\ s_1 = +\sqrt{E_{TX}} \end{cases} \quad (3.23)$$

Le signal à la réception

Dans le cas général, le schéma synoptique (voir figure 3.26) représente la chaine de transmission UWB en présence à la fois du canal multi trajet, l'interférence à bande étroite et le bruit AWGN.

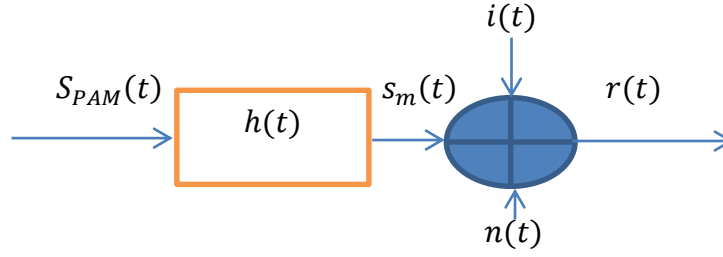


Figure 3.26 Schéma synoptique de la chaîne de transmission en bande de base en présence du NBI

Le signal reçu est :

$$r(t) = s(t) + n(t) + i(t) \quad (3.24)$$

Où $n(t)$ est le bruit blanc gaussien additif, $i(t)$ est le NBI et $s(t)$ est le signal de sortie du canal.

Ainsi, la réponse impulsionnelle du canal discret IEEE 802.15.3a est donnée par :

$$x(t) = X \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3.25)$$

Où $\tau_{k,l}$ est le retard de $k^{ième}$ rayons relatif au temps d'arrivée du $l^{ième}$ cluster. Le coefficient $\alpha_{k,l}$ représente les amplitudes des différents trajets.

Le signal reçu à la réception est la somme du NBI, bruit et aussi le signal reçu à la sortie du canal.

Le signal reçu est donné par :

$$\begin{aligned} r(t) &= X \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l} \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j^k \sqrt{E_{TX}^{(u)}} p(t - T_l - \tau_{k,l} - jT_s - c_j^k T_c) + n(t) \\ &+ i(t) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Nous adoptons un récepteur simple utilisateur à corrélation. Le signal reçu est corrélé avec un signal de référence $m(t)$ puis comparé à un seuil nul.

Dans le cas d'une modulation 2-PAM, le masque du récepteur est donné par:

$$m(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} p_0(t - jT_s - C_j^{(1)} T_c) \quad (3.27)$$

$$Z = \int_0^{T_b} r(t)m(t)dt \quad (3.28)$$

Le récepteur optimal pour dans ce cas est :

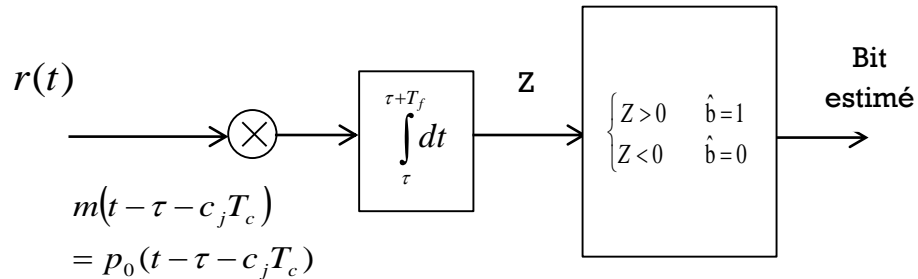


Figure 3.27 Récepteur optimal pour TH -PAM basé sur un seul corrélateur.

Ensuite, le récepteur prend la décision "hard decision" sur

$$1 \text{ si } Z \geq 0 \text{ et } \quad 0 \text{ si } Z < 0.$$

La probabilité d'erreurs binaire s'écrit :

$$Pr_e = \frac{1}{2} Prob(Z < 0/a = 1) + \frac{1}{2} Prob(Z > 0/a = 0)$$

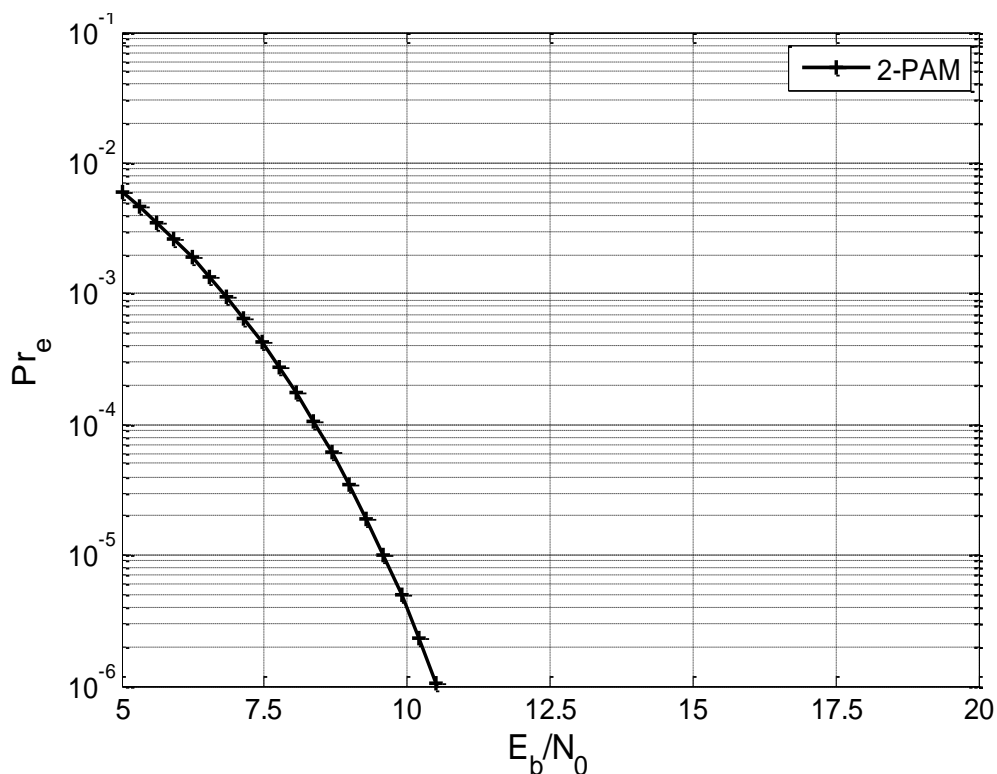


Figure 3.28 La probabilité d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit pour le cas du TH-PAM.

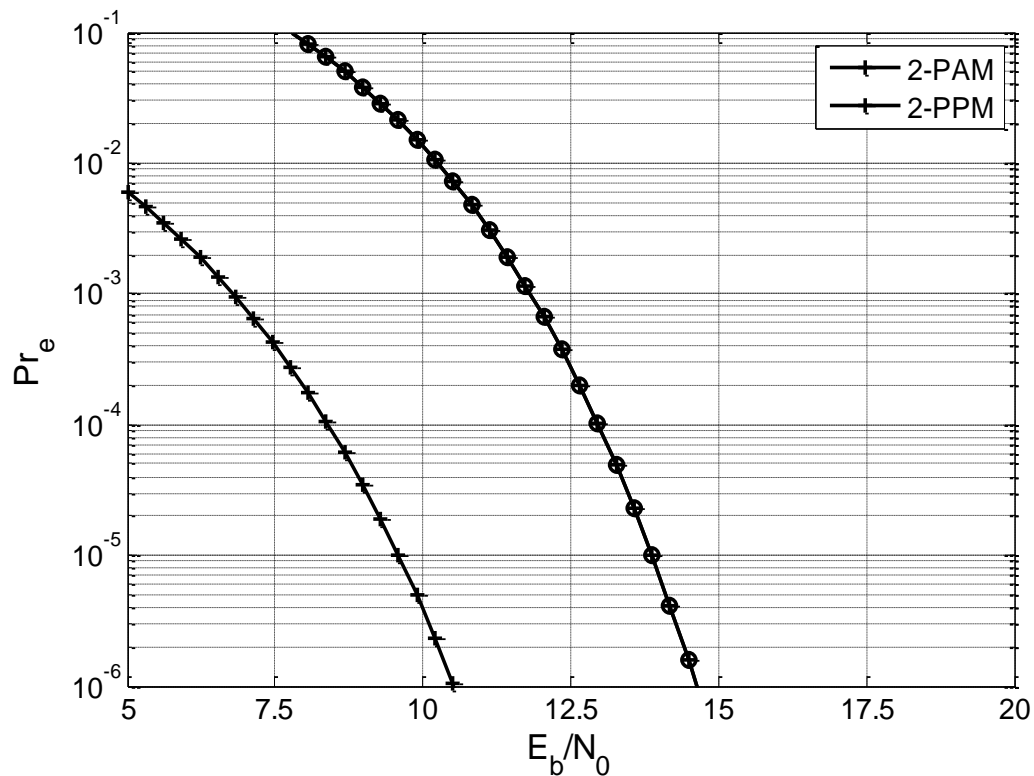


Figure 3.29 Comparaison entre TH-PPM et TH-PAM en terme de probabilité d'erreur et le rapport signal sur bruit.

D'après la figure 3.29 on peut constater que la modulation PAM nécessite une énergie plus petite par rapport à la modulation PPM pour atteindre la même Pr_e .

Certains paramètres importants de la simulation sont résumés dans le Tableau (3.1)

Tableau 3.1 Les paramètres de la simulation

Paramètre	Symbole	Valeur
Puissance	pow	$-30dB$
Fréquence centrale	f_c	$50. e^9$
Nombre de bits	$numbits$	3
Durée d'une trame	T_s	$3. e^{-9}$
Nombre de trame	N_s	5
durée de chips	T_c	$1. e^{-9}$
Longueur de code	Nh	3
Décalage PPM	$dPPM$	$0.5. e^{-9}$
Durée de l'impulsion	T_m	$0.5e^{-9}$

3.6. Comparaison des performances des impulsions en terme de BER

3.6.1 Résultats de simulation et Discussion

La figure 3.30 représente une comparaison en terme de taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit pour un système de communication PPM-TH-UWB (Pulse Position Modulation Time-Hopping Ultra Wideband) utilisant l'impulsion basée sur l'approximation de la fonction de Chebyshev en en augmentant les paramètres N et W, l'impulsion de la cinquième dérivée gaussienne et l'impulsion Hermite dans un canal multi-trajet en présence de l'interférence NBI.

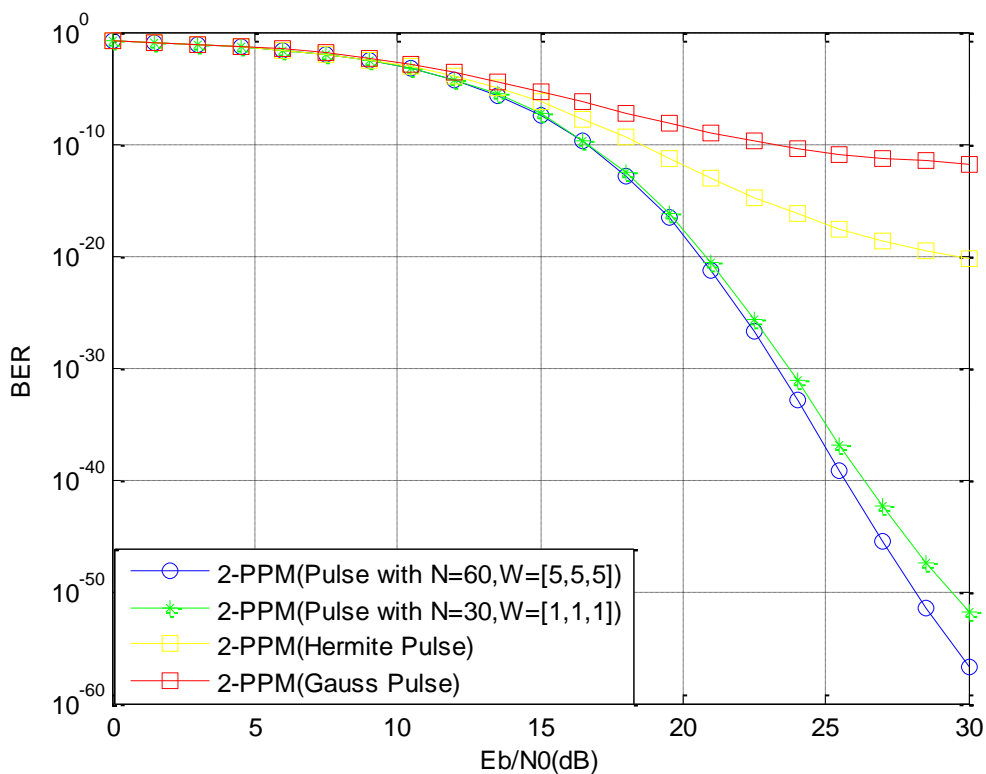


Figure 3.30 Comparaison des performances des impulsions en terme de taux d'erreur binaire et du SNR en changeant les paramètres N et W

D'après la figure 3.30, le taux d'erreur binaire diminue avec l'augmentation du rapport signal sur bruit. Comparée à l'impulsion gaussienne et hermitienne, l'impulsion conçue sur la base de l'approximation de la fonction de Chebyshev pour éviter la coexistence avec le system GPS montre de meilleures performances. Comme nous pouvons observer que le meilleur degré d'approximation est, lorsque les paramètres N et W sont plus élevés.

Les figures 3.31 et 3.32 présentent une comparaison des performances en terme de taux d'erreur binaire pour une seule NBI et multiple NBI, respectivement, et pour les différentes formes d'impulsions : sinusoïdale, rectangulaire, gaussienne, Hermite et Chebyshev.

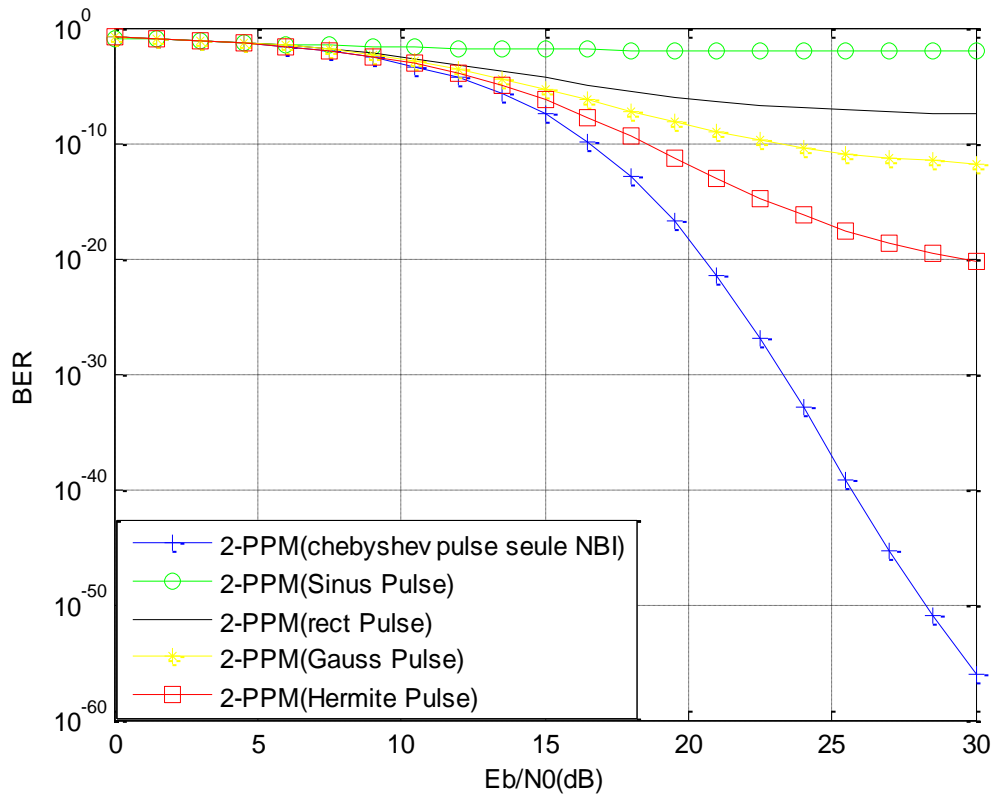


Figure 3.31 Comparaison des performances des impulsions en terme de taux d'erreur binaire et du SNR pour éviter une seule NBI.

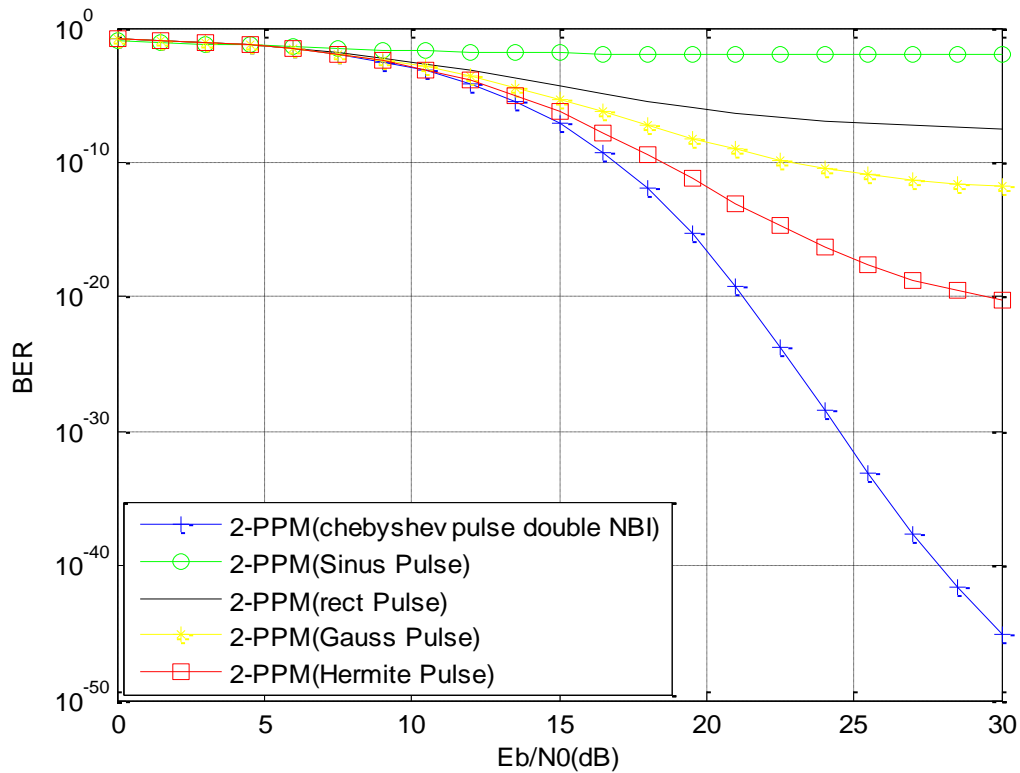


Figure 3.32 Comparaison des performances des impulsions en terme de taux d'erreur binaire et le rapport SNR pour éviter les multiple NBI.

Nous pouvons remarquer que l'impulsion générée en utilisant l'approximation de la fonction de Chebyshev a une probabilité d'erreur binaire inférieure due à l'absence des interférences NBI qui ont été évitées dans la conception de l'impulsion.

La figure 3.33 représentent les performances d'un système de communication PAM-TH-UWB (Pulse Amplitude Modulation Time-Hopping Ultra Wideband) en termes d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit, en utilisant l'impulsion basée sur l'approximation de la fonction de Chebyshev, l'impulsion de la cinquième dérivée gaussienne et l'impulsion Hermitienne dans un canal multi-trajet en présence de l'interférence NBI.

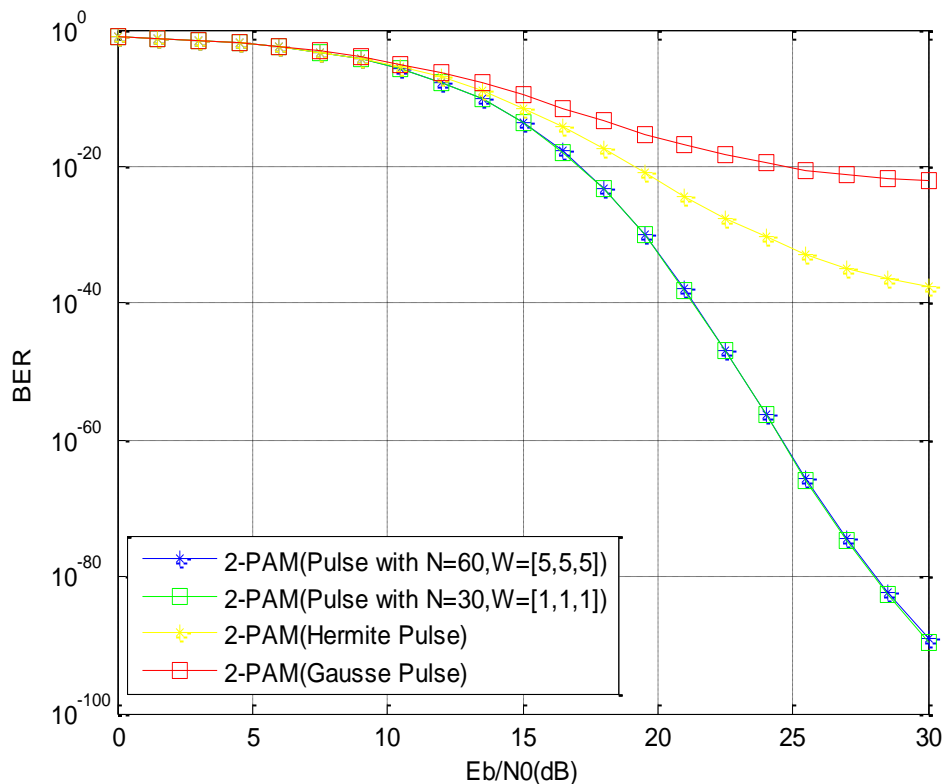


Figure 3.33 Comparaison des performances des impulsions en terme de probabilité d'erreur binaire et du SNR pour la modulation TH-PAM

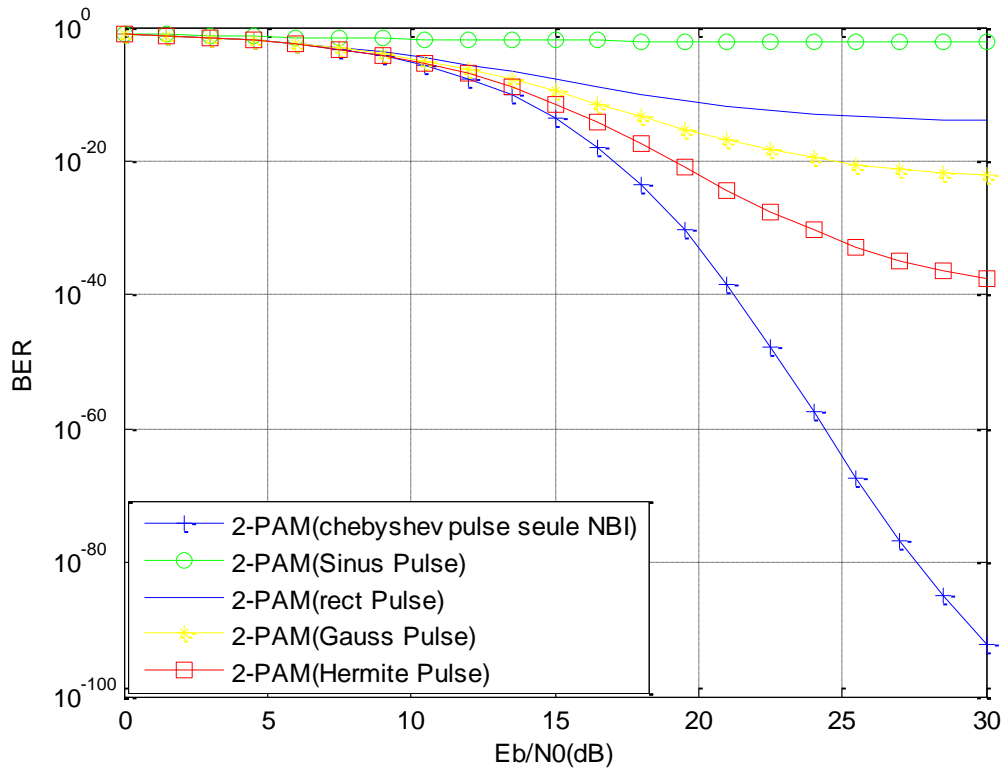


Figure 3.34 Comparaison des performances des différentes impulsions en termes de taux d'erreur par rapport au SNR pour éviter une seule NBI pour la modulation TH-PAM

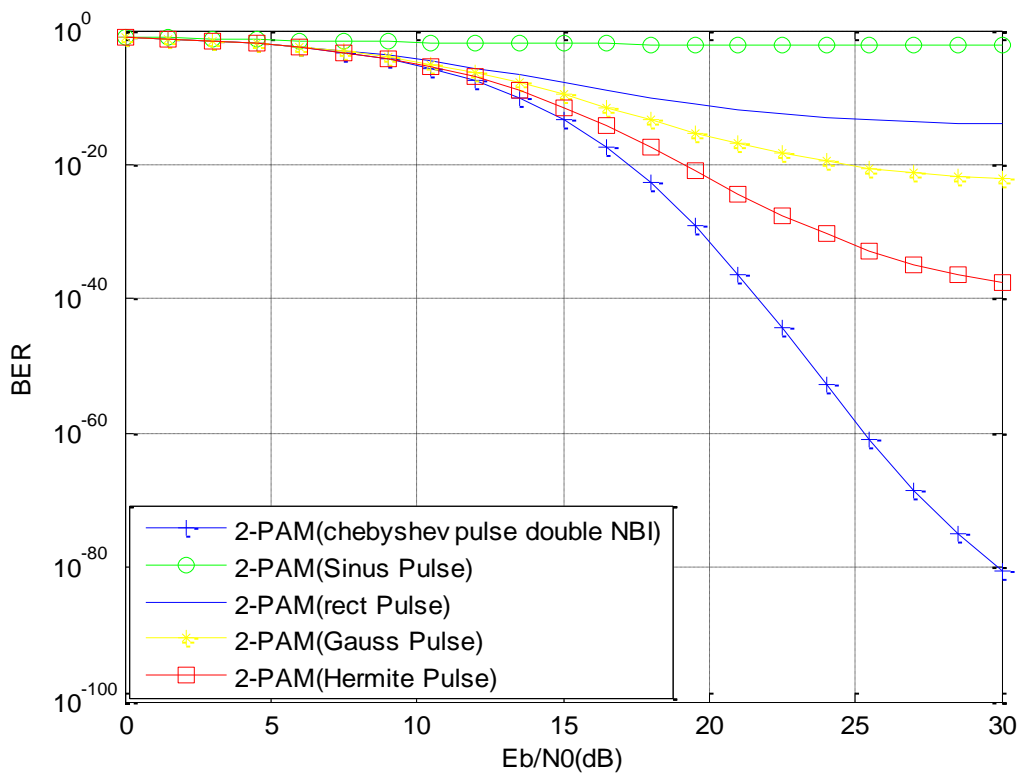


Figure 3.35 Comparaison des performances des différentes impulsions en termes de taux d'erreur par rapport au SNR pour éviter les multiple NBI pour la modulation TH-PAM.

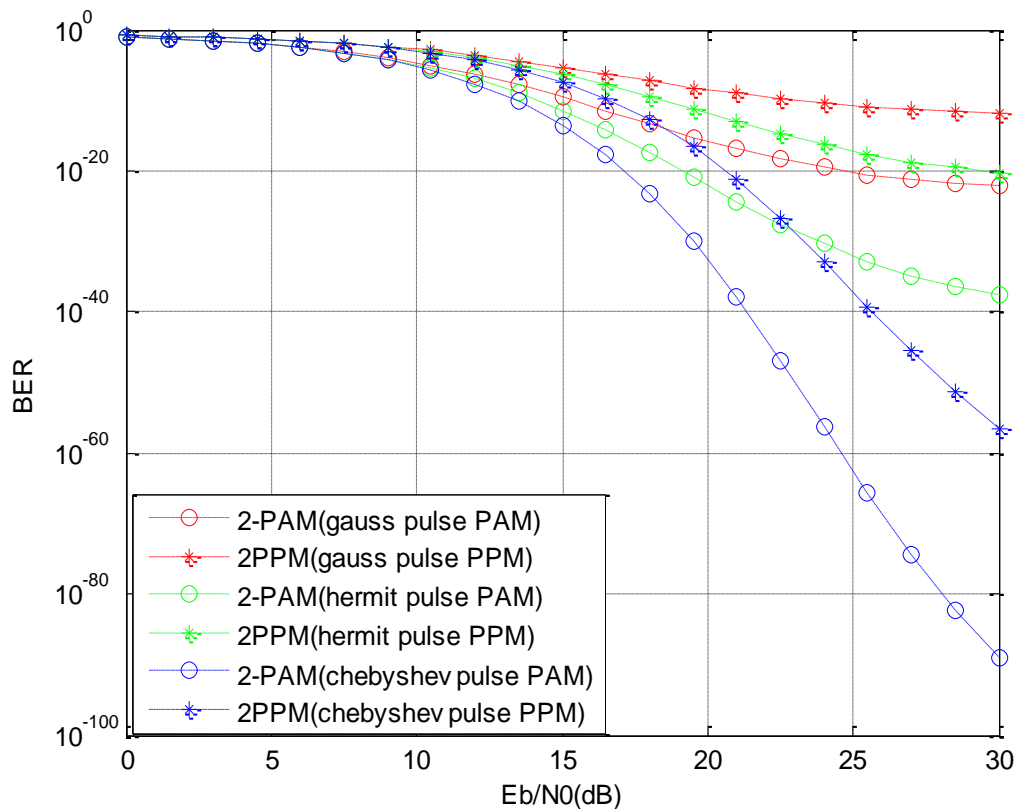


Figure 3.36 Comparaison des performances des différentes impulsions en termes de probabilité d'erreur par rapport au SNR pour les deux types de modulation PPM et PAM.

Ces résultats de simulation représentent la comparaison des performances des différentes formes d'impulsions en terme de taux d'erreur binaire pour les deux types de modulation PPM et PAM. Il est évident que le système TH-PAM-UWB est plus performant le système TH-PPM-UWB. Cela est due au fait que la modulation PPM nécessite une énergie plus grande par rapport à la modulation PAM pour atteindre le même taux d'erreur binaire, et que l'information dans une modulation PPM peut être contenue dans les décalages temporels.

La figure 3.37 montre l'influence de l'augmentation du nombre d'utilisateurs sur les performances des systèmes TH-PPM-UWB et TH-PAM-UWB utilisant l'impulsion de chebyshev.

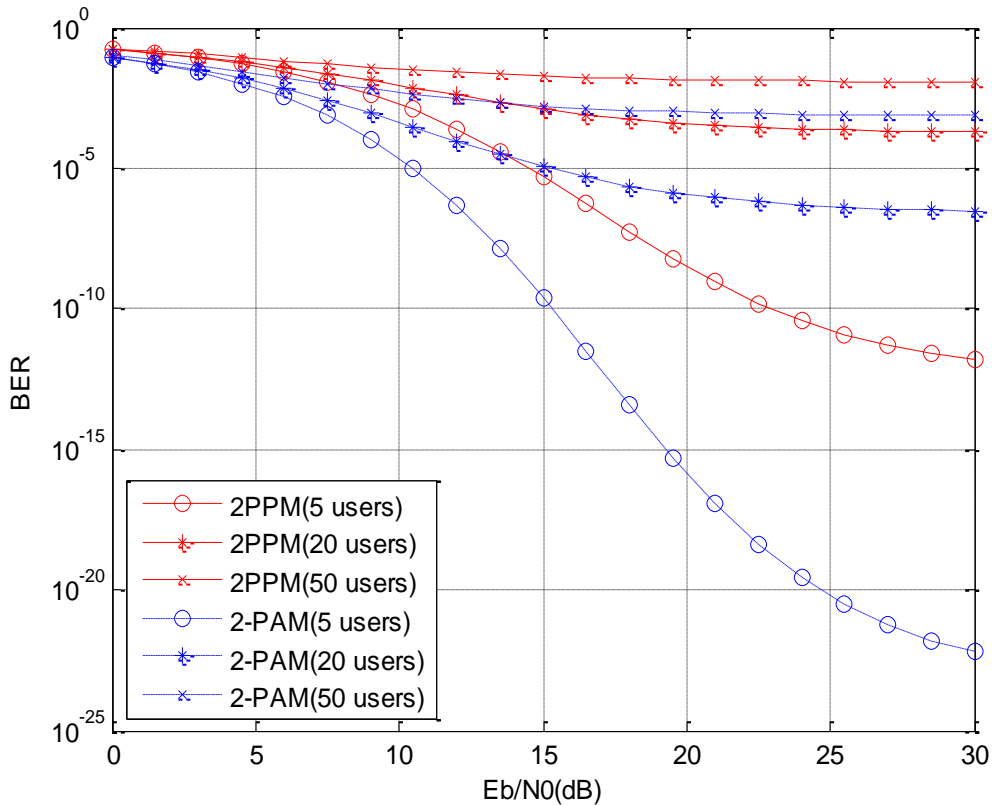


Figure 3.37 performances des deux systèmes TH-PAM-UWB et TH-PPM-UWB en fonctions de nombres des utilisateurs en terme de taux d'erreur binaire par rapport au SNR.

Cette influence est plus faible quand le nombre d'utilisateurs est petit comme le cas de 5 utilisateurs. Par contre dans le cas où le nombre d'utilisateurs augmente (cas de 20 et 50 utilisateurs), nous observons que le BER pour les deux types de modulations augmente significativement, cela est due au fait que les utilisateurs multiple sont considérés comme des brouilleurs par rapport aux systèmes et peuvent être responsables de créer des interférences multi utilisateurs (MUI) en plus des interférences NBI.

En particulier, on observe que le BER du TH-PAM-UWB avec 50 utilisateurs est presque le même que celui du TH-PPM-UWB avec 20 utilisateurs, ce qui confirme que le système TH-PAM-UWB présente de meilleures performances par rapport au système TH-PPM-UWB.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons discuté les résultats de simulation des deux méthodes de conception d'impulsions UWB luttant contre les NBI. La première conception d'impulsion est basée sur la fonction de PSWF, la deuxième est basée sur l'approximation de Chebychev, ainsi une étude comparative en termes de BER des impulsions implémentées a été effectuée, pour le deux types de modulation PAM et PPM. Il a été conclu que l'impulsion basée sur

l'approximation de Chebychev est plus efficace par rapport aux autres formes d'impulsions adaptés au maque FCC et que le système TH-PAM-UWB est plus performant que le système TH-PPM-UWB.

Conclusion générale

Le travail exposé dans ce mémoire de master s'inscrit dans le domaine de la conception des impulsions pour les systèmes UWB luttant contre les interférences à bande étroite NBI.

Après une brève description du système UWB, l'intérêt et les concepts de base de la communication UWB y compris les impulsions conventionnels, les modulations et les techniques d'accès multiples ont été présentés.

Ensuite, une synthèse des méthodes préventives (conception des impulsions) et des méthodes correctives (récepteurs IR-UWB) luttant contre les NBI a été présentée, ainsi une simulation de performance en termes de taux d'erreur binaire du récepteur RAKE dans le système UWB- IR a été effectuée. Il a été conclu que le récepteur ARake fournit un meilleur résultat que les deux autres types de RAKE.

Enfin, nous avons discuté les résultats de simulation des deux méthodes de conception d'impulsions UWB luttant contre les interférences à bande étroite NBI, en déduire que les performances de la fonction PSWF sont limitées par rapport la fonction chebyshev. Puis, une étude comparative en terme de BER des impulsions implémentées pour les deux types de modulation PPM et PAM a été faite. Il a été conclu que le système TH-PAM-UWB est plus performant que le système TH-PPM-UWB.

Bibliographie

- [1] M. Tabaa, « Conception d'un système de transmission ultra-large bande par impulsions orthogonales »Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Lorraine, le 21 Novembre 2014.
- [2] Federal Communications Commission FCC 02-48, “First Report and Order: Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems”, Federal Communications Commission, ET Docket, pp. 98-153, April 2002.
- [3] K. Azarian, H. El Gamal. and P. Schinter, “On the achievable diversity multiplexing tradeoffs in half-duplex cooperative channels”, IEEE Transactions on InformationTheory, vol. 51, no. 12, pp. 4152–4172, 2005.
- [4] S. Yang, and J.-C. Belfiore, “Optimal space-time codes for the MIMO amplify-andforward cooperative channel”, IEEE Transactions on Informations Theory,vol. 53,no. 2, pp. 647–663, 2007.
- [5] N.Fortino, « Concéption et caractérisation d’antennes imprimées pour systèmes Ultra Large-Bande impulsionnels» Thèse de doctorat de l’université de NICE-SOPHIA ANTIPOLIS UFR science Submitted on 11 Feb 2010.
- [6] S. Mebaley Ekome, « Etude et conception d’une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN », Thèse de doctorat, de l’Université Paris-Est Soutenue le 06 novembre 2012.
- [7] Z. Berthiaume-Dutrisac, « Conception d'un émetteur-récepteur utilisant la technologie à bande ultra large », published as NRC/ERB-1078, Août 2000.
- [8] M. Terré, « UWB’,cours du conservatoire » National des Arts et Métiers, novembre 2006
- [9] Federal Communications Commission FCC 02-48, “First Report and Order: Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems”, Federal Communications Commission, ET Docket , pp. 98-153, April 2002.
- [10] M. YAHIAOUI, M. BOUTALEB, « Implémentation et évaluation des performances de précision d’un système radar UWB pour la localisation indoor », Mémoire de master, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d’Ain-Temouchent 2016/2017
- [11] A. Ouardas ,« contribution à l’étude des systèmes ultra large bande TH-UWB coopératifs » Thèse de doctorat, L’université Djillali Liabes de Sidi- Bel-Abbes , soutenue le 02 juillet 2018.
- [12] L. Babour, « Etude et conception d’antennes Ultra Large Bande miniaturisées en impulsionnel» Thèse de doctorat, Institut polytechnique de Grenoble le 7 mai 2009
- [13] Y. Duroc, « Contribution au développement de modèles orientes système pou les antennes des communications Ultra Large Bande », Thèse de doctorat, Instiut National Polytechnique de Grenoble, Avril 2007.

- [14] M. Coulon , « ULTRA WIDE BAND », Cours de 3ème année Télécom & Réseaux- option mobilité-ENSEEIH, 2007-2008
- [15] H. Arslan, Z. Ning Chen, M. Gabriella Di Benedetto, « Ultra Wideband Wireless Communication », Copyright©John Wiley & Sons, Inc, 20
- [16] ET Docket No. 98-153, "Revision of part 15 of the commission's rules regarding Ultra-Wideband transmission systems", Adopted February 14, 2002, Released April 22, 2002
- [17] B. Das « Performance Enhancement of Ultra Wideband WPAN using narrowband interference mitigation techniques », Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Rourkela, India, August 2010
- [18] O. Sparrow, « Modélisation et conception d'un récepteur non cohérent ultra large bande pour les communications ULB radio impulsionnelle dans la bande 3-5 GHz », Université Nice Sophia Antipolis, 2014. Français. NNT.
- [19] M. Ayyash, « Étude d'un Système d'Acquisition Rapide de Signaux UWB à Très Large Bande en Milieu Minier » Souterrain Mai, 2013.
- [20] D. Bateman,«RFaspectsof ultra-wideband» ,in International Work-shop on Ultra Wideband Systems, Oulu, Finland, juin 2003.
- [21] A. Lamari, « Conception et Modélisation d'un système de communication Multi-Utilisateurs basé sur la technique Ultra Large Bande », Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, Janvier 2007.
- [22] Guofeng Lu, P. Spasojevic, L. Greenstein, « Antenna and pulse designs for meeting uwb spectrum density requirements. In Ultra Wideband Systems and Technologies », 2003 IEEE Conference on, pages 162–166, 2003.
- [23] B.M. Lachlan, M. Ghavami and R. Kohno, « MultiplePulse Generator for Ultra-Wideband Communication using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses », IEEE conference, 2002.
- [24] M. Terré, « Communication en Ultra Large Bande UWB », Séminaire CNFRS/URSI projet labellisé en 2001.
- [25] N. Fortino, « Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsions », Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis UFR Sciences, Ecole Doctorale des Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication, Février 2006.
- [26] R. Labdaoui , «simulation d'un chaine de communication à base de la technologie ULB dans un environnement multi-usagers», université de Saad Dahleb, blida 2011/2012.
- [27] S. Sadough, «tutorial on ultra wideband modulation and detection schemes», Shahid Beheshti University, Tehran, IR Iran, April 2009.

- [28] 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.
- [29] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, and B. «Uguen, *Communications Ultra Large Bande, Le canal de propagation radioelectrique* », Lavoisier, Ed. Hermes Science, 2007.
- [30] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, «A statistical model for indoor multipath propagation », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987
- [31] R. Aiello and A. Batra, *Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications*, Elsevier, Ed. Newnes, 2006
- [32] United states frequency allocations chart. National Telecommunications and Information Administration (2003, October), [Online].
- [33] Fcc online table of frequency allocations. Federal Communications Commission (2012, May) [Online]. Available : <http://transition.fcc.gov/oet/spectrum/table/fcctable.pdf>
- [34] 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.
- [35] C. Steiner and A. Wittneben, “On the interference robustness of ultrawideband energy detection receivers,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband*.
- [36] K. Witrisal, G. Leus, G. Janssen, M. Pausini, F. Troesch, T. Zasowski, and J. Romme, “Noncoherent ultra-wideband systems,” *IEEE Signal Processing Magazine*
- [37] A. Rabbachin, T. Quek, P. Pinto, I. Oppermann, and M. Z. Win, “Uwb energy detection in the presence of multiple narrowband interferers,”
- [38] A. Ouardas, S. A. Elahmar and I. Dayoub, “A comparative study of two UWB pulse design methods for narrowband interference mitigation”, in *IEEE proceeding of International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, Tunis, Tunisia, April 2015
- [39] R. Hao, H. Li, and J. Zhao, “Narrowband interference suppression for uwb system,”
- [40] T. Ikegami and K. Ohno, “Interference mitigation study for uwb impulse radio,” in *Proc. 14th IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2003*
- [41] L. Jiang, Y. Wang, and J. Guo, “A novel approach to interference mitigation for uwb pulse radio,” in *Proc. International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*
- [42] K. Witrisal, G. Leus, G. Janssen, M. Pausini, F. Troesch, T. Zasowski, and J. Romme, “Noncoherent ultra-wideband systems,” *IEEE Signal Processing Magazine*

- [43] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd edition., McGraw and Hill, Eds., 1995.
- [44] Y. D. Alemseged and K. Witrisal, "Modeling and mitigation of narrowband interference for transmitted-reference uwb systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*,
- [45] C. Steiner and A. Wittneben, "On the interference robustness of ultra-wideband energy detection receivers,"
- [46] H.-U. Dehner, Y. Koch, H. Jäkel, D. Burgkhardt, F. Jondral, R. Moorfeld, and A. Finger, "Narrow-band interference robustness for energy detection in oof/ppm,"
- [47] O. Ozdemir, Z. Sahinoglu, and J. Zhang, "Narrowband interference resilient receiver design for unknown uwb signal detection,"
- [48] Brent Parr, ByungLok Cho, et al, "A Novel Ultra-wideband Pulse Design Algorithm," *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no.5, pp. 36-38, May.2003.
- [49] D. Slepian and H. O. Pollak, "Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis, and uncertainty-I," *Bell Syst. Tech. J.*, vol.40, no.1, pp.43-46, Jan 1961.
- [50] Ouardas, S. A. Elahmar, M. H. Hachemi, "Performance of UWB Pulse Shaping Algorithm For Narrowband Interferences Suppression", *International Congress on Telecommunication and Application (ICTA'14)*, University of A.MIRA Bejaia, Algeria, April 2014.

