

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar –El Oued



Faculté des Sciences et technologies  
Département d'électronique  
Spécialité : Télécommunications

## Mémoire de Fin d'Etude

En vue de l'obtention du diplôme de Master Académique

Présenté par : *BIA Akila*

*TLIBA Hanane*

Thème

### Estimation du canal radio UWB en utilisation le récepteur rake

Soutenu le :17 Septembre 2015  
Devant le jury composé de :

Nom & Prénom

Mr.M.Hetteri

M.A

Président

Mr.A.Chemsa

M.A

Examineur

Mr.S.Gendir

M.A

Promoteur

2014/2015



# Remerciements

*Nous tenons tout d'abord à remercier DIEU tout puissant de la force et la patience qu'il ma accordé.*

*Nos sincères remerciements s'adressent en premier lieu à M<sup>r</sup>. GHENDIR . S . qui a dirigé avec attention cette investigation. Grâce à son expérience il nous a fait bénéficier de ces remarques pertinentes et de ses connaissances scientifiques. Les observations apportées au manuscrit ont contribué à la rendre plus concis et explicite nous le remercie infiniment.*

*J'exprime ma gratitude à :*

- ❖ A Monsieur HETTIRI. M (Professeur) pour ces aide, ces conseilles et qu'il a fait l'honneur de présider ce jury.*
- ❖ A M<sup>r</sup>. CHEMSA. A. pour ces aides et pour avoir accepté d'examiner ce travail surtout pour avoir nous soutenir moralement.*

*Nous remercions toutes les personnes qui ont aidé d'une manière ou d'une autre pour la réalisation de notre travail.*

*Enfin, nous remercions l'ensemble d'étudiantes du Département Electroniques promotion 2015.*

---



---

# SOMMAIRE

---

<b>Résumé</b>	
<b>Liste des figures</b>	
<b>Liste des tableaux</b>	
<b>Liste des sigles et acronymes</b>	
<b>Introduction générale</b>	01
<b>Chapitre 1</b>	
<b>Technologie Ultra Wide Bande</b>	
<b>I.1 Introduction</b>	04
<b>I.2 Historique</b>	05
<b>I.3 Définition des signaux</b>	06
I.3.1 UWB et le théorème de Shannon	07
<b>I.4 Caractéristiques des signaux UWB</b>	08
<b>I.5 Règlementation de l'UWB</b>	09
I.5.1 Règlementation aux Etats-Unis	09
I.5.2 Règlementation dans le reste du monde	10
<b>I.6 Forme d'onde impulsionnelle</b>	11
<b>I.7 Applications de l'UWB</b>	13
I.7.1 Systèmes d'imagerie radar	13
I.7.2 Systèmes radar de véhicule	13
I.7.3 Systèmes des communications	13
<b>I.8 Intérêt de l'UWB</b>	14
I.8.1 Une excellente résolution temporelle	14
I.8.2 Une forte robustesse face aux évanouissements	15
I.8.3 Une faible densité spectrale de puissance	15
I.8.4 Réduction de la sensibilité au brouillage	15
I.8.5 Une relative simplicité des systèmes	15
I.8.6 Bonnes propriétés de pénétration des obstacles dans la bande basse	16
<b>I.9 Etude du Système de Transmission TH-UWB</b>	16
I.9.1 Accès multiple par saut temporel à répartition par codes	16
I.9.2 Modulation PPM	17
I.9.3 Effet de THC sur le spectre du signal émis	18
<b>1.10 Conclusion</b>	21
<b>Chapitre 2</b>	
<b>Etude du canal de propagation UWB</b>	
<b>Introduction II.1</b>	23
<b>II.2 Modèles de canal radio UWB</b>	23
II.2.1 Modèle Saleh et Valenzuela	23
II.2.2 Modèles IEEE 802.15	25
II.2.3 Groupe de travail IEEE.802.15	25

---

II.2.4 Modèle IEEE 802.15.3a(haut débit)	26
<b>II.3 Caractéristiques des canaux à trajets multiples et paramètres de modélisation</b>	28
<b>II.4 Conclusion</b>	29
<b>Chapitre 3</b>	
<b>Estimation du canal UWB</b>	
<b>III.1 Introduction</b>	31
<b>III.2 Format du Signal UWB et Récepteur RAKE</b>	32
<b>III.3 Principe de Fonctionnement du Récepteur RAKE</b>	35
<b>III.4 Estimation du Canal UWB</b>	38
III.4.1 Estimation Supervisée (Data Aided)	39
III.4.2 Estimation Autodidacte (Non Data Aided)	41
<b>III.5 Simulations et Interprétations des Résultats</b>	43
III.5.1 Paramètres de simulation	43
III.5.2 Erreur d'estimation du canal	44
III.5.3 Influence du débit de transmission	47
<b>III.6 Conclusion</b>	48
<b>Conclusion Générale</b>	50
<b>Références Bibliographiques</b>	
<b>Annexe</b>	

---

# Résumé et Mots-clés

---

## Résumé :

L'Ultra Wide Band est une technologie qui consiste à émettre des impulsions de très courtes durées, Elle est connue comme une nouvelle technologie de communication sans fil avec des débits très importants et fonctionnalités de localisation. Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'estimation du canal radio. Ce dernier souffre des multi-trajets très denses. Une simulation de toute la chaîne de transmission TH-UWB a été réalisée. Elle comprend une modélisation du canal UWB, un récepteur rake et un bloc d'estimation du canal pour compenser et corriger les signaux reçus. Dans cette approche le maximum de vraisemblance a été utilisé dans deux contextes d'estimation:

- Estimation supervisée DA.
- Estimation autodidacte NDA.

**Mots-clés :** Estimation du canal UWB, UWB, TH-UWB, PPM, DA, NDA, MV.

## **Abstract:**

Ultra Wide Band is a technology of emitting pulses of very short duration, it is known as a new wireless communication technology with very high flow rates and localization features. In this memoire, we are interested in estimating the radio channelestimation. A simulation of a transmission link has been carried out. It consisted of a TH-UWB block, UWB channel model, and finally of a rake receiver which uses a channel estimation to compensate the received signals. In this approach of maximum likelihood method (ML) was used in two contexts :

- data aided estimation.
- non-data aided estimation.

**Key Words:**UWB channel estimation UWB, TH-UWB, PPM, DA, NDA, MV

:

زم واسعة النطاق هي تقنية لإرسال الإشارات قصيرة المدى المعروفة حديثا في  
اللاسلكية مع تدفق مهم جدا. نهتم بدراستنا على تقييم أداء الإرسال هذه الأخيرة تد  
المرسلة حيث نريد التخلص منهم عن طريق التقييم  
قمنا بدراسة خصائص القناة باستعمال مقياس (ML) ذلك لتصحيح الإشارة المستقبلية عن طريق التقييم و  
كطريقتين :

- إرسال مجموعة من المعلومات غير معروفة بالنسبة للمستقبل .

NDA DA PPM TH-UWB

لمفتاحية : تقييم قناة الارسال

## Estimation du canal radio UWB en utilisant le récepteur rake

### Résumé

L'Ultra Wide Band est une technologie qui consiste à émettre des impulsions de très courtes durées, Elle est connue comme une nouvelle technologie de communication sans fil avec des débits très importants et fonctionnalités de localisation. Dans cette thèse, nous nous intéressons à l'estimation du canal radio. Ce dernier souffre des multi-trajets très denses. Une simulation de toute la chaîne de transmission TH-UWB a été réalisée. Elle comprend une modélisation du canal UWB, un récepteur rake et un bloc d'estimation du canal pour compenser et corriger les signaux reçus. Dans cette approche le maximum de vraisemblance a été utilisée dans deux contextes d'estimation:

- Estimation supervisée DA.
- Estimation autodidacte NDA.

**Mots clés :** Estimation du canal UWB, UWB, TH-UWB, PPM, DA, NDA, MV.

### تقييم قناة ذات النطاق الواسع باستخدام المستقبل rake

الحزم واسعة النطاق هي تقنية لإرسال الإشارات قصيرة المدى المعروفة حديثاً في الاتصالات اللاسلكية مع تدفق مهم جداً. نهتم بدراستنا على تقييم قناة الإرسال هذه الأخيرة تحوي عدة طرق للإشارة المرسله حيث نريد التخلص منهم عن طريق التقييم TH. قمنا بدراسة خصائص القناة باستخدام مقيم (ML) وذلك لتصحيح الإشارة المستقبلية عن طريق التقييم وذلك بطريقتين :  
• إرسال مجموعة من المعلومات غير معروفة بالنسبة للمستقبل .

NDA, MV DA PPM TH-UWB

لمفتاحية : تقييم قناة الإرسال

## UWB radio channel estimation using the rake receiver

### Abstract

Ultra Wide Band is a technology of emitting pulses of very short duration, it is known as a new wireless communication technology with very high flow rates and localization features. In this thesis, we are interested in estimating the radio channel estimation. A simulation of a transmission link has been carried out. It consisted of a TH-UWB block, UWB channel model, and finally of a rake receiver which uses a channel estimation to compensate the received signals. In this approach of maximum likelihood method (ML) was used in two contexts :

- data aided estimation.
- non-data aided estimation.

**Key words:** UWB channel estimation UWB, TH-UWB, PPM, DA, NDA, MV

---

# Liste des Figures

---

Fig. I.01	Densité spectrale de puissance (dsp) d'un signal UWB	7
Fig. I.02	Fréquence et puissance des différentes technologies sans fil	7
Fig. I.03	Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF	10
Fig. I.04	Les impulsions dérivées de la gaussienne	12
Fig. I.05	Masques d'émission des signaux UWB autorisés en Europe (ECC) et aux Etats-Unis (FCC)	14
Fig. I.06	Présentation de $w(t)$	15
Fig. I.07	Modulation PPM Deux utilisateurs sont présents.	17
Fig. I.08	Séquence d'impulsions monocycles régulières	18
Fig. I.09	Séquence d'impulsions monocycles irrégulières	19
Fig. II.01	Modèle de canaux Saleh-Valenzuela	23
Fig. II.02	Organisation de l'IEEE 802.15	24
Fig. II.03	réponse Impulsionnelle typique pour les Modèles CM1, CM2, CM3, CM4	27
Fig. III.01	Schéma synoptique de la chaine de transmission UWB	33
Fig. III.02	Illustration de la transmission d'un signal TH-UWB avec la PPM	36
Fig. III.03	Structure du récepteur RAKE	36
Fig. III.04	Exemple de démodulation d'un bit pour la modulation PPM	38
Fig. III.05	Calcul de statistiques suffisantes	41
Fig. III.06	Erreur quadratique moyenne en fonction du RSB	45
Fig. III.07	a) Une réalisation par le modèle CM2	46
	b) Le canal estimé	46
Fig. III.08	EQM de l'estimation du canal (CM1) en fonction du débit de transmission, avec un RSB=20dB	47

---

# Liste des tableaux

---

<i>Tableau</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
<b>01</b>	Comparaison entre UWB et d'autres standards	<b>25</b>
<b>02</b>	Compositions générales de la spiruline	<b>08</b>

# Liste des sigles et acronymes

---

<b>AWGN</b>	: Additive White Gaussian Noise
<b>BER</b>	: Bit Error Rate
<b>DA</b>	: Data Aided
<b>DS-CDMA</b>	: Direct Sequence– CDMA
<b>DS-UWB</b>	: Direct Sequence - Ultra Wide Band
<b>DSP</b>	: Densité Spectrale de Puissance
<b>EQM</b>	: Erreur quadratique moyenne
<b>FCC</b>	: Federal Communications Commission
<b>IEEE</b>	: instituteofElectrical and ElectronicsEngineers
<b>i.i.d</b>	: independent and identicallydistributed
<b>IR</b>	: Impulse Radio
<b>ISI / IFI</b>	: Inter Symbol / Inter Frame Interference
<b>LOS</b>	: Line of Sight
<b>MB-OFDM</b>	: Multi-Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>ML</b>	: Maximum Likelihood
<b>MUI</b>	: Multi-User Interference
<b>NDA</b>	: Non Data Aided
<b>NLOS</b>	: Non Line Of Sight
<b>RMS</b>	: Root Mean Square
<b>RSB</b>	: rapport signal sur bruit
<b>SHF</b>	: SuperHighFrequency
<b>SNR</b>	: Signal to Noise Ratio
<b>UHF</b>	: Ultra High Frequency
<b>UWB</b>	: Ultra WideBand

# INTRODUCTION GENERALE

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. Dès 2002, l'autorité de régulation américaine Federal Communications Commission (FCC) a autorisé l'émission de signaux UWB dans la bande [3.1 GHz ~ 10.6 GHz], encourageant les efforts de recherche dans ce domaine. En Europe et en Asie, la définition de masques d'émission similaires est en cours. Dans le contexte actuel de forte demande pour des applications multimédia sans fil.

Rapidement, la technologie UWB est alors apparue comme la solution pour transmettre avec des débits dépassant le giga bit par seconde, soit plus d'un milliard d'informations binaires par seconde dans les télécommunications sans fils actuelles, mais aussi une solution pour pouvoir offrir de nouveaux services en intégrant en plus de la transmission des fonctions de détection et de localisation. En parallèle aux aspects réglementaires qui sont en cours partout dans le monde, une forte activité de développement et de normalisation réunit de nombreux acteurs, tant académiques qu'industriels, dans le but de faire émerger cette nouvelle technologie très prometteuse. Comme aucune contrainte technique n'a été imposée, toutes les solutions possibles peuvent être envisagées et les challenges à résoudre sont par conséquent extrêmement nombreux et présents à tous les niveaux de la conception, traitement de signal, composants, antennes, etc.

Face aux très nombreux travaux et publications sur les différentes thématiques liées à cette technologie en devenir, la question principale traitée dans ce Mémoire est de déterminer un estimateur qui permet de tenir compte les effets des trajets-multiples du canal de transmission dans l'analyse des systèmes UWB. Cette problématique, se justifie principalement parce que les trajets-multiples ont un très fort impact dans les communications en UWB, et qu'il est nécessaire de prendre en considération leurs influences.

Notre projet est articulé de la manière suivante :

Le premier chapitre présente les principes, les applications et les enjeux de la technologie UWB en regard avec les autres technologies existantes, ceci en citant le masque fréquentiel imposé par la FCC, et l'impulsion prise en charge pour construire les signaux UWB. La vision proposée reste très générale et peu technique. Elle est plus orientée vers des aspects de régulations et de normalisations, et donne un aperçu synthétique global en soulignant les recherches actuelles. Ensuite une étude concernant le système de communication UWB est présenté. Cette étude se focalise sur des aspects plus techniques que théoriques en passant sur la technique d'accès multiple par répartition de codes de saut temporel (Time-Hopping Code UWB (TH-UWB)), puis les modulations appropriées à l'UWB.

Dans le deuxième chapitre, les propriétés du canal UWB et ses modélisations sont abordées, en expliquant le modèle IEEE du canal de propagation UWB, et en traçant la réponse impulsionnelle pour différents scénarios.

Le troisième chapitre est consacré aux simulations et interprétations des résultats ; où, le problème d'estimation du canal est abordé. On a utilisé une estimation à base du Maximum de vraisemblance (Maximum-likelihood (ML)), à travers laquelle nous exploiterons les trajets multiples du canal UWB pour améliorer les performances du système.

Enfin, des éléments de conclusion et quelques perspectives sont donnés dans la dernière partie de ce mémoire.

# Chapitre I

## Technologie Ultra Wide Bande

### I.1 Introduction

L'Ultra Wide Band est un terme générique utilisé pour désigner une technique d'accès radio qui a été étudiée sous différentes appellations depuis le milieu du vingtième siècle. On peut citer les termes impulse radio (radio impulsionnelle), carrier-free radio (radio sans porteuse), base band radio (radio en bande de base), time domain radio (radio dans domaine temporel), nonsinusoid radio (radio non-sinusoïdale) et large relative bandwidth radio (radio à grande largeur de bande relative)[1]. Ce n'est qu'en 1990 que le terme Ultra Wide Band (UWB) a été introduit par le département américain de la défense. Dans ce chapitre nous présentons en premier lieu l'historique de la technologie UWB. Les principales caractéristiques et atouts de cette technique d'accès radio sont développés. Après un aperçu de la problématique de réglementation et les différences entre l'Europe et les états unis. Enfin, nous passons en revue les solutions UWB pour les applications bas débit.

## I.2 Historique

L'histoire de l'UWB est à associer à l'utilisation d'impulsions dans le domaine temporel qui débuta il y a une cinquantaine d'années, avec les premières recherches autour des applications RADARS. Ainsi, la terminologie UWB désigne au départ des formes d'onde sans porteuses (carrier-free) faites d'impulsions de durée très courte ( $< ns$ ). En effet, un système a sa résolution en distance qui est inversement proportionnel à sa largeur de bande ; de fait, la brièveté du signal radar détermine la largeur de son spectre. Ainsi dans les années 60, du fait de leurs bonnes propriétés de résolution spatiale, les radars à impulsion ont connu un fort intérêt de la part des armées américaine et soviétique[2].

### ➤ BREF HISTORIQUE

Le terme UWB[1,3] a probablement été introduit en 1989 par le Département de la défense (DOD) des Etats-Unis, alors que les formes d'ondes par impulsion étaient déjà utilisées depuis plus de quarante ans, soit depuis la seconde guerre mondiale. Ceci peut permettre d'expliquer en partie la difficulté pour la Federal Communications Commission (FCC) de définir la technologie UWB.

Les développements et les recherches sur l'UWB et surtout les trains d'impulsions de très courte durée, ont été financés par le gouvernement américain jusqu'en 1994 sous le couvert de la confidentialité[3].

Par la suite, le monde industriel effectue des études sur les systèmes de transmission par impulsions. En 1992, un premier article présente cette nouvelle solution, connue sous le nom d'Impulse Radio (IR)[4]. Cet article provient de collaborateurs issus de deux sociétés différentes, L. Fuller (Time Domain Systems Inc.) et P. Withington (Pulson Communications), qui travaillèrent ensemble à la réalisation d'une puce permettant la mise en œuvre de ce type de système (IR). En 1996, la société Time Domain proposa sur le marché des modems (IR) à base de puces nommées PulsON.

L'article de 1992 fut suivi l'année suivante par des travaux académiques réalisés par Scholtz[5] en 1993. En 1997 le terme UWB apparaît dans le titre d'un article relatif à la technologie IR.

En Août 1998, aux États-Unis, la Commission de Communications Fédérale (Federal Communications Commission (FCC)) émet un avis d'information publique[6] afin d'évaluer la possibilité de permettre l'utilisation de systèmes UWB. Les organismes et les partenaires industriels impliqués dans l'utilisation de l'UWB ont répondu à cet avis et ont ainsi envoyé une centaine de réponses et de commentaires à la FCC.

En Mai 2000, la FCC publia un avis de proposition de réglementation (Notice of Proposed Rule Making) dans lequel elle reconnaissait les avantages que pourraient apporter les systèmes utilisant l'UWB, et ce, dans de nombreux domaines. Finalement, la FCC autorisa l'utilisation commerciale de ces systèmes pour les applications civiles et elle attribua le spectre 7.5 GHz de la bande 3.1 à 10.6 GHz pour la technologie UWB.

Parmi les nombreux points abordés, celui de la définition de l'UWB semble encore être controversé. Un des problèmes principaux est de savoir si l'UWB est défini par une transmission par impulsions (solution de Time Domain par exemple) ou peut englober tous les schémas de modulations vérifiant certaines spécifications de largeur de bande et de FB[7].

### I.3 Définition des signaux UWB

L'acronyme UWB signifie Ultra Wide band, est un terme générique utilisé pour représenter une technique d'accès radio qui a été étudiée sous différentes appellations. Elle est connue comme une nouvelle technologie de communication sans fil qui permettrait d'atteindre des débits jamais atteints, dépassant le Gbits/s. De plus, elle offre la perspective de nouveaux services comme l'intégration de fonctions de localisation en plus de celles de transmission.

A l'origine, les signaux UWB sont des signaux constitués de suites d'impulsions très étroites avec des rapports cycliques très faibles. Ces signaux présentent la caractéristique de transporter l'information sans utiliser de porteuse contrairement aux techniques classiques qui utilisent une à plusieurs porteuses.

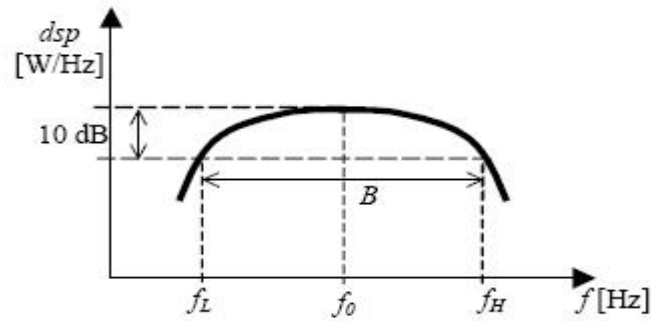
Ainsi, un système UWB est défini comme un dispositif utilisant une largeur de bande fractionnée supérieure à 20% ou occupant une bande  $B$  de 500 MHz ou plus. Fig.(I.01), et (I.1) relation

illustrent cette définition.

$$\text{bande fractionnaire} \cong \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L} = \frac{B}{f_0} = \frac{1}{Q} \geq 0,2 \quad (\text{I.1})$$

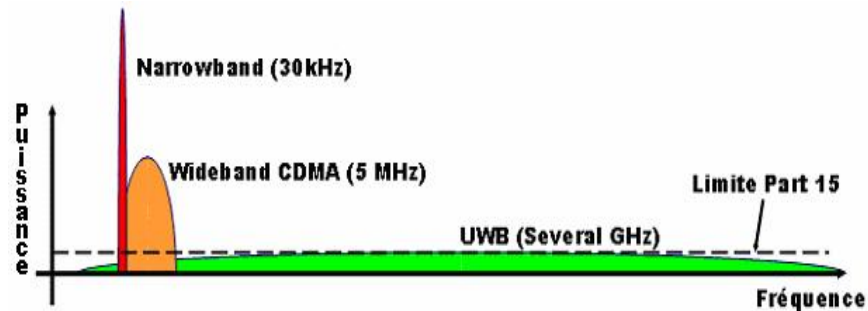
$$B \geq 500 \text{ MHz}$$

Où  $f_H$  et  $f_L$  désignent respectivement la fréquence supérieure et la fréquence inférieure des points à (-10 dB) par rapport au plus haut point d'émission par rayonnement,  $f_0$  correspondant à la fréquence centrale,  $B$  à la largeur de bande et  $Q$  est classiquement défini comme le facteur de qualité[8].



**Fig. I.01 :** Densité spectrale de puissance (dsp) d'un signal UWB

La figure (I.02) illustre la comparaison entre les systèmes radio conventionnels, qui modulent généralement un signal bande étroite sur une fréquence porteuse, les systèmes large bande, avec par exemple l'étalement de spectre, et les systèmes ultra large bande, qui présentent une très faible densité spectrale de puissance.



**Fig. I.02 :** Fréquence et puissance des différentes technologies sans fil

### I.3.1 UWB et le théorème de Shannon

On peut voir de façon claire l'importance de la technologie UWB dans les communications à travers l'équation de Shannon qui représente la capacité maximum du canal  $C$ :

$$C = B \log \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (I.2)$$

De tel sorte que  $B$  c'est la bande passante du signal,  $S$  et  $N$  sont la puissance du signal et du bruit respectivement. On constate bien que  $C$  varie linéairement avec  $B$  et logarithmiquement avec  $S/N$  ou bien le  $SNR$ , alors on a deux possibilités pour augmenter  $C$  soit en augmentant la bande passante  $B$  ou le  $SNR$ , et au fait que les signaux UWB ayant une bande très large de l'ordre GHz nous aurons une capacité inimaginable du canal de l'ordre de centaines de Mbps.

## I.4 Caractéristiques des signaux UWB

La technologie à bande ultra-large (UWB) possède certaines caractéristiques intéressantes. On peut noter en premier lieu sa faible susceptibilité à l'évanouissement due à la propagation par trajets multiples. En effet, l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples peut réduire l'efficacité des systèmes de communication classiques (non UWB). Dans le cas des communications UWB, le signal transmis possède une grande largeur de bande (résolution temporelle très fine) et, comme la fenêtre d'observation au récepteur est étroite, les réflexions multiples avec des retards inférieurs à la nanoseconde peuvent être résolues et exploitées de manière constructive pour donner un gain comparable à celui d'une propagation par trajet unique direct. D'autre part, les signaux UWB sont plus discrets et potentiellement plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunication classiques, parce qu'ils occupent une grande largeur de bande et ainsi présentent une très faible densité spectrale de puissance. Ils peuvent être transmis à un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs de radiocommunication classiques, et peuvent être transmis avec un code de synchronisation unique à des millions de bits par seconde. Ces caractéristiques permettent la transmission protégée de signaux avec une faible probabilité de détection et une faible probabilité d'interception.

Un des points importants des exigences de ce standard est la simplicité des systèmes proposés. En effet, dans ces systèmes de communication sans fil utilisant la technologie UWB, l'information vient moduler directement des impulsions courtes au lieu de moduler une onde sinusoïdale. Dans cette forme de mise en œuvre, l'émetteur-récepteur UWB ne comprend aucun synthétiseur à boucle à verrouillage de phase, ni oscillateur commandé par tension, ni mélangeur, ni amplificateur de puissance. L'émetteur-récepteur UWB a donc une architecture relativement simple par comparaison à l'émetteur-récepteur superhétérodyne, ce qui pourrait se traduire par des coûts inférieurs de l'équipement. La dernière caractéristique est la capacité de pénétration des signaux UWB dans les murs et les obstacles. Ils permettent une localisation de grande précision. Cette propriété permet d'envisager des applications supplémentaires comme la localisation des objets[9].

## I.5 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.

### I.5.1 Règlementation aux Etats-Unis

En 1998, la FCC, organisme chargé de la régulation du spectre non militaire aux Etats-Unis, a entamé le processus de régulation de l'UWB. Lors de ce processus qui s'est achevé en février 2002, la FCC a consenti l'UWB pour les applications dans les domaines suivants :

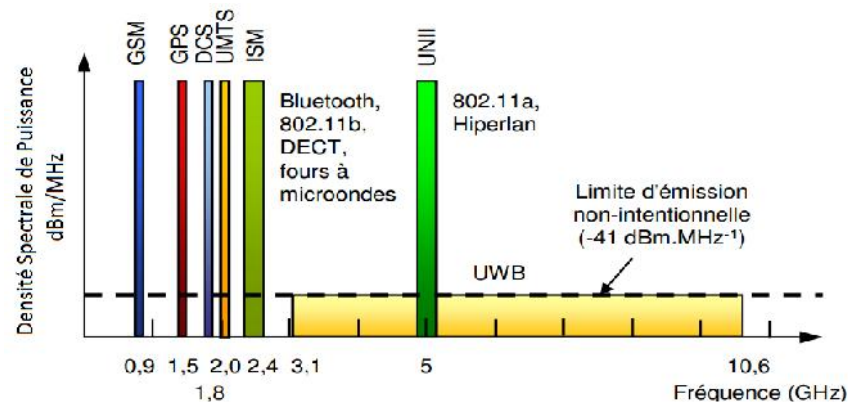
- ✓ Les systèmes d'imagerie (radars à pénétration terrestre-GPR, les radars à pénétration dans ou à travers les murs, les dispositifs de surveillance et d'imagerie médicale)
- ✓ Les radars de véhicules
- ✓ Les communications (la voix, la vidéo et les transmissions de données de courte portée)

Au terme de son étude qui a duré près de 4 ans, la FCC a établi une série de gabarits qui définissent les limites en puissance d'émission pour chaque catégorie d'applications. Pour les Etats-Unis ainsi que les autres régions, nous nous intéresserons principalement au masque d'émission pour les communications.

Pour adresser le domaine des communications, la FCC a retenu deux bandes de fréquences non soumises à licence, notamment les fréquences inférieures à 900MHz et celles comprises entre [3.1GHz et 10.6GHz][10]. Pour la bande de fréquences de largeur 7.5GHz [3.1GHz~10.6GHz], la FCC autorise une puissance EIRP 9 moyenne de  $-41.3 \text{ dBm/MHz}$  (cela équivaut environ à  $74 \text{ nW/MHz}$ ) comme présenté en figure (I.03). De plus, la valeur de la puissance crête pour une bande de 50MHz est définie à 0dBm; la puissance crête maximale est définie ici comme la puissance intégrée dans la bande de fréquence 50MHz, centrée sur la fréquence à laquelle le maximum de puissance est rayonné.

De nombreux systèmes licenciés ou non se retrouvent présents dans les bandes UHF et SHF propices au déploiement de systèmes radio ; de fait, la grande largeur de bande des signaux UWB nécessite une règlementation stricte de leur spectre d'émission[11,12], on retrouve dans les fréquences voisines de celles de l'UWB des systèmes radio tels que le GSM (900MHz), DCS (1.8MHz), le GPS autour de 1.5GHz, et dans la bande ISM 12 on retrouve

les systèmes Bluetooth, Wifi et DECT entre autres. Pour la Bande UNII c'est le Wifi (IEEE802.11a) et le système Hiperlan.



**Fig. I.03 :** Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF[11, 12]

### I.5.2 Réglementation dans le reste du monde

L'Asie et L'Europe ont mis plus de temps à établir une réglementation dans leur région, et elles ont basé leur travail sur l'étude menée par les américains. En Europe, c'est l'ECC (Electronic Communications Committee), division de la CEPT15, qui a été mandatée par l'ITU 16 pour prendre en charge ce processus de normalisation[13], et trouver une règle commune aux pays membres. L'Europe et l'Asie ont considéré la même portion de spectre que les USA pour les systèmes UWB, cependant elles n'ont pas attribué une densité spectrale de puissance (dsp) uniforme sur tout le spectre.

L'Europe a ainsi divisé les 7.5GHz de spectre en sous-bandes en vue de mieux tenir compte des phénomènes d'interférence et de coexistence dans chacune d'elle. Les mesures de protection prises à l'égard des systèmes déjà existants s'avèrent ainsi bien plus restrictives que celles de la FCC, avec une volonté européenne de mieux protéger les systèmes compris dans les bandes UNII autour de 5GHz tels que le Wi-Fi (802.11) ou le WiMAX.

Deux régions de spectre peuvent être caractérisées dans le masque européen, la bande des fréquences inférieures comprises dans l'intervalle [3.1GHz ~4.8GHz], et la bande des fréquences supérieures contenues dans l'intervalle [6GHz~8.5GHz]. Dans la bande supérieure, la limite en dsp 17 moyenne est de  $-1,3\text{dBm}/\text{MHz}$  comme aux USA et en dehors de cette bande, la DSP varie entre  $-90\text{dBm}$  et  $-65\text{dBm}$ . L'exception est faite pour la bande inférieure où la dsp peut être admise à  $-41,3\text{dBm}/\text{MHz}$  sous contrainte d'utiliser des méthodes de limitation d'interférence. Une des méthodes retenues est le DAA (DetectAndAvoid) consistant à ne pas émettre si l'on détecte qu'un système émet déjà; on retrouve également leLDC (LowDuty Cycle) qui se caractérise par deux principes :

- ✓ L'équipement UWB n'émet pas plus de 5ms en continu .

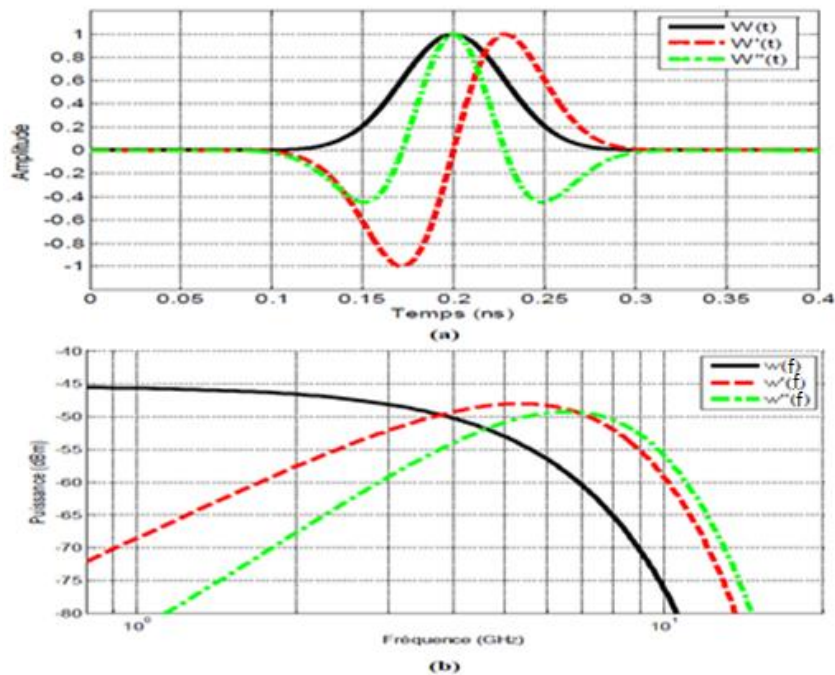
- ✓ Le ratio entre la durée d'émission cumulée  $T_{on}$  et la durée de silence cumulée  $T_{off}$  n'excède pas 5% sur une seconde et 0.5% sur une heure.

La figure I.05[14] présente les masques d'émission de la FCC et de l'ECC, en milieu indoor. De plus amples informations sur la réglementation européenne peuvent être trouvées dans le document [13]. De son côté, le Japon a également défini sa bande haute comprise dans l'intervalle [7.25GHz~10.6GHz], ce qui implique que sur les 7.5GHz alloués à l'UWB, seuls 1.25GHz [7.25GHz~8.5GHz] sont communs aux trois régions USA, Japon et Europe, pour une dsp de -41.3dBm/MHz à l'émission.

## I.6 Forme d'onde impulsionnelle

L'UWB impulsionnelle est basée sur la transmission et la réception d'impulsions ultra brèves (quelques centaines de picosecondes). Ces impulsions brèves sont répétées avec une période de quelques dizaines de nanosecondes; ainsi, elles peuvent être modulées en différentes formes de modulations. En plus de ces modulations, les impulsions peuvent être combinées à des codes de saut temporels THC (Time Hopping Codes) afin d'éviter les interférences avec d'autres liaisons concomitantes.

Par contre la finesse d'impulsions nécessite des horloges très précises, donc coûteuses. De plus, pour éviter les perturbations sur les sous-bandes destinées à d'autres usages, il est nécessaire de compléter le filtrage, ce qui complique à la fois la chaîne d'émission et la chaîne de réception. Plusieurs types d'impulsion ultra brève sont utilisés dans les systèmes de transmission UWB impulsionnel, dont les plus répandus sont présentés sur la figure (I.04.a) avec leur densité spectrale de puissance sur la figure (I.04.b). Ces impulsions sont modélisables sous forme de dérivées de différents ordres d'une impulsion gaussienne.



**Fig. I.04 :** Impulsions dérivées de la gaussienne :  
(a) en temps; (b) en Fréquentiel

La figure (I.04.a) représente les impulsions gaussiennes dans le domaine temporelle: où  $w(t)$  représente l'impulsion gaussienne,  $w'(t)$  le monocycle gaussien, appelé aussi la dérivée première de la gaussienne,  $w''(t)$  la dérivée seconde gaussienne. Et la figure (I.04.b) représente leurs densités spectrales respectives. Ces impulsions se caractérisent par des spectres très larges délimités de quelques MHz à quelques dizaines de GHz. Pour une même largeur temporelle, nous pouvons constater que la fréquence centrale du spectre augmente avec l'ordre de dérivation de l'impulsion. Ces impulsions, notamment le monocycle gaussien, sont le type d'impulsions les plus utilisées en ultra large bande impulsionnelle. Ce pour cela on prend l'impulsion monocycle gaussien comme une impulsion de travail.

Dans le domaine temporel, le monocycle gaussien est mathématiquement similaire à la dérivée première de l'impulsion gaussienne, il peut s'écrire sous la forme suivante :

$$w(t) = \frac{t}{\dagger} \exp\left(-\frac{t^2}{\dagger^2}\right) \quad (\text{I.3})$$

Avec  $\dagger$  la durée période du monocycle et  $t$  représente la variable de temps.

Dans le domaine fréquentiel, le spectre du monocycle à la forme suivante :

$$w(f) = -j \cdot f \cdot \dagger^2 \exp(-f^2 \cdot \dagger^2) \quad (\text{I.4})$$

Il est évident que plus l'ordre de la dérivation augmente plus que le spectre est adapté avec le masque fréquentiel[15].

## **I.7 Applications visées et potentiels de l'UWB**

La technologie UWB est présentée comme une solution très intéressante et innovatrice pour un grand nombre d'applications (Fig. I.05) qui sont généralement classées en trois catégories [16].

### **I.7.1 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. Par conséquent, les principaux utilisateurs des systèmes appartenant à cette catégorie seraient des spécialistes dans les domaines de l'application de la loi, de la recherche et du sauvetage, de la construction et de l'exploitation minière, ainsi que de la géologie et de la médecine. Les systèmes d'imagerie radar sont exploités à des intervalles espacés et il est prévu qu'ils n'auront qu'une faible prolifération, étant donné la nature de leur utilisation. Ces systèmes auraient un créneau de marché à distribution limitée.

### **I.7.2 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. Certains dispositifs radar de véhicule installés sur des voitures de luxe ont fait leur apparition dans des salons de l'automobile. Si l'installation de ces dispositifs devenait obligatoire sur tous les véhicules, il faudrait s'attendre à la prolifération des systèmes radar de véhicule. Les systèmes de cette catégorie sont surtout utilisés par des personnes en déplacement et à l'extérieur, ce qui pourrait accroître le risque de brouillage d'autres services.

### **I.7.3 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 présentera certainement la plus grande prolifération en raison de possibilité 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).

Il faut donc noter que si les applications liées à la transmission d'information représentent la part la plus importante des futures applications UWB, ce ne sont pas les seules. Dans la suite, nous nous placerons implicitement dans le contexte des applications de type « transmission » sauf mention contraire.

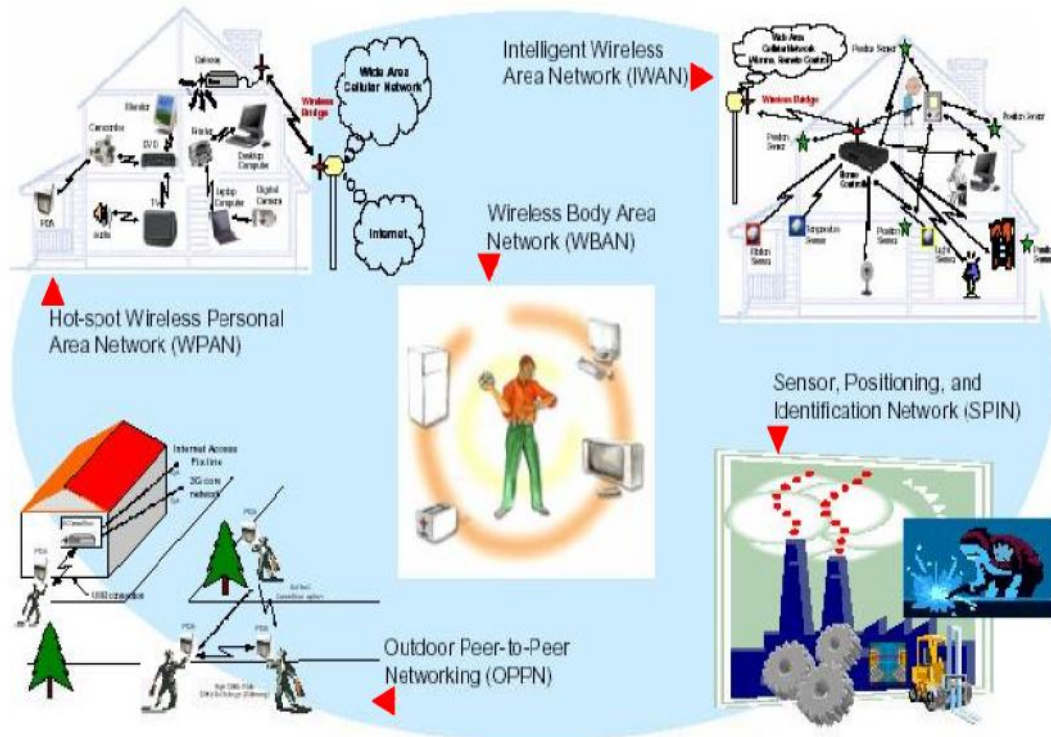


Fig. I.05 : Illustration de quelques applications potentielles de l'UWB[16]

## I.8 Intérêt de l'UWB

Dans un contexte de demande croissante de systèmes de communications à très haut débit, les technologies radio présentant une large bande permettent de proposer des débits adéquats. Pour retrouver une bonne synthèse des caractéristiques qui ont suscité un intérêt croissant porté à la technologie UWB[17] :

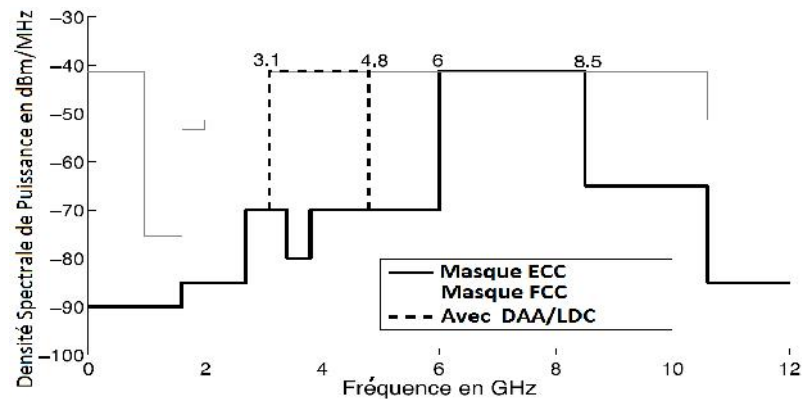
### I.8.1 Une excellente résolution temporelle

Du fait d'une très grande largeur de bande des signaux UWB, ils disposent d'un très fort pouvoir de résolution temporelle, de l'ordre de la nanoseconde. L'intérêt de cette

propriété peut être exploitée pour la localisation, avec une précision de quelques cm qui peut être obtenue sur la position d'un objet.

### I.8.2 Une forte robustesse face aux évanouissements

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



**Fig. I.06 :** Masques d'émission des signaux UWB autorisés en Europe (ECC) et aux États-Unis (FCC) [14]

Robustesse face aux évanouissements associés aux trajets multiples, et généralement rencontrés dans les systèmes à bande étroite. Cette combinaison des trajets multiples augmente cependant la complexité d'implémentation.

### I.8.3 Une faible densité spectrale de puissance

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

### I.8.4 Réduction de la sensibilité au brouillage

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

### I.8.5 Une relative simplicité des systèmes

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

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

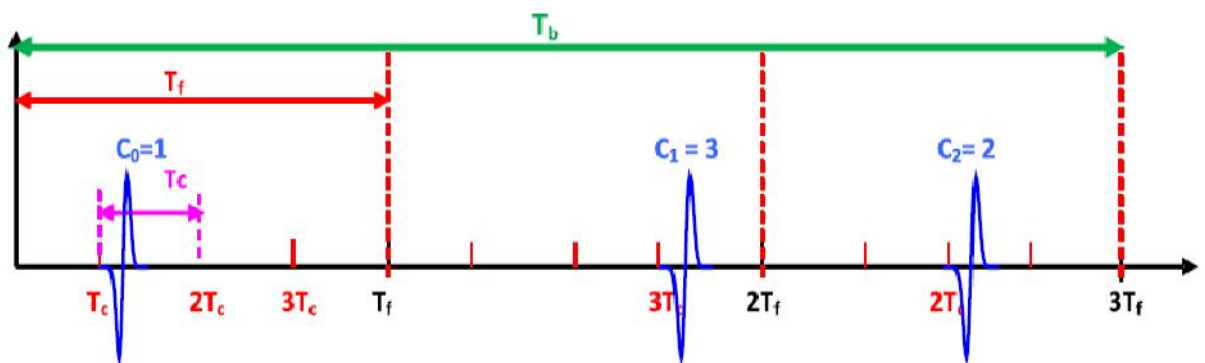
### I.8.6 Bonnes propriétés de pénétration des obstacles dans la bande basse

Des applications telles que la vision au travers des murs, la poursuite d'objet ou la localisation peuvent bénéficier d'une excellente résolution, en particulier pour les fréquences basses.

## I.9 Etude du Système de Transmission TH-UWB

### I.9.1 Accès multiple par saut temporel à répartition par codes

La structure du signal TH-UWB transportant un symbole d'information est assez particulière et contient intrinsèquement de la redondance. En effet, le signal TH-UWB associé à un même symbole d'information est composé de  $N_f$  trames de durée  $T_f$ . Chaque trame comporte une seule impulsion associée à ce symbole d'information. Afin de déterminer la position de l'impulsion à l'intérieur de la trame, celle-ci est découpée en  $N_c$  chips de durée  $T_c$ . La durée de l'impulsion étant très courte, l'impulsion n'occupera pas totalement un chip. Ainsi, la  $j^{\text{ème}}$  impulsion aura un décalage de  $c_j^{(u)} T_c$  secondes. L'entier  $c_j^{(u)}$  définit le chip qui sera utilisé pour la transmission dans la  $j^{\text{ème}}$  trame comme le montre la Figure. Les TH-C sont choisis orthogonaux de manière à limiter les interférences entre les différents utilisateurs. On suppose que les codes des utilisateurs sont périodiques de période égale au nombre de trames  $N_f$ .



**Fig. I.06 :** Présentation de  $w(t)$  dans un intervalle de largeur  $T_c \cdot N_f = 3$ ,  $N_c = 4$  [11]

Enfin, nous supposons dès à présent que les codes des utilisateurs sont périodiques de période égale au nombre de trames. Cela se traduit par le signal transmis suivant pour un train d'information binaire associé à l'utilisateur  $u$ .

$$S^{(u)}(t) = \sum_k \sum_{j=0}^{N_f-1} w(t - (N_f + j)T_f - C_j^{(u)}T_c) \quad (I.5)$$

Ou

$w(t)$  : Représente la forme d'onde de l'impulsion transmise, de durée  $T_w$

$T_f$  : La durée d'une trame, où la période de répétition de l'impulsion  $T_f \gg T_w$

$T_c$  : La durée d'un chip.

$j$  : L'index de la  $j^{\text{ème}}$  trame dans le bit de données.

$T_b$  : La durée d'un seul bit d'information représenté par un train d'impulsions.

$k$  : l'index du  $k^{\text{ème}}$  bit.

$(N_f + j)T_f$  : permet un espacement uniforme des impulsions[9].

### I.9.2 Modulation PPM

La modulation par position d'impulsions (PPM : Pulse Position Modulation) consiste à émettre à des intervalles de temps variables des impulsions identiques de sorte que le temps d'avance ou de retard de chaque impulsion reste proportionnel au signal modulant. L'impulsion est modulée en position dans le chip en fonction de la valeur du symbole. Lorsque la donnée transmise est 0, aucun déplacement de temps n'est ajouté. L'impulsion originale est envoyée. Mais un décalage est ajouté quand la donnée est 1.

La forme typique du signal émis en radio impulsionnelle, utilisant une modulation PPM est donnée par l'expression suivante :

$$S_{ih}^{(u)}(t) = \sum_k \sum_{j=0}^{N_f-1} w(t - (j + kN_f)T_f - c_j^{(u)} \cdot T_c - b_k^{(u)}u) \quad (I.6)$$

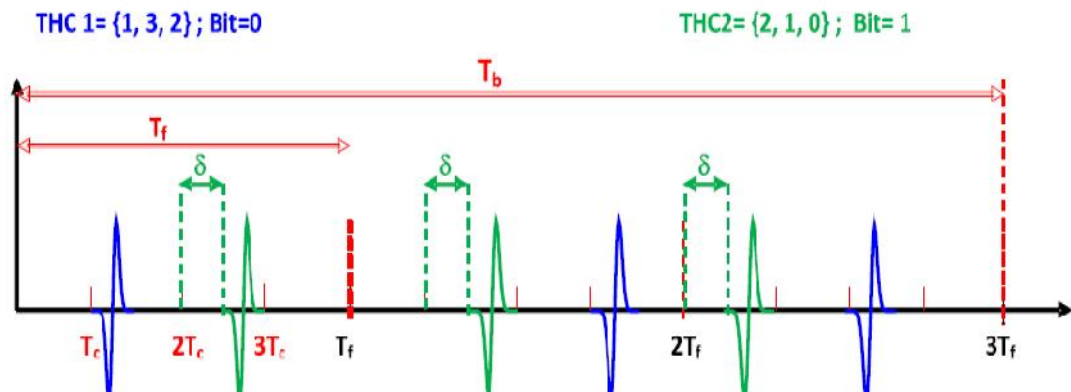
Avec :

$b_k^{(u)}$  : le  $k^{\text{ème}}$  bit transmis par le  $u^{\text{ème}}$  utilisateur. Un bit est de durée  $T_b = N_f \cdot T_f$  (il est représenté par un train de  $N_f$  impulsions). Il appartient à  $\{0, 1\}$ .

$u$  : le décalage temporel permettant la modulation PPM. Il est en général de l'ordre de  $T_w$  pour que l'inter-corrélation entre  $w(t)$  et  $w(t-u)$  soit minimale. En plus, la valeur de  $u$  est choisie de telle sorte que le décalage additionnel total vérifie la condition suivante :

$$c_j^{(u)} \cdot T_c + u < T_f, \quad \forall j = 0 \dots N_f - 1$$

La Figure (I.07) illustre le schéma de modulation PPM. Le premier utilisateur transmet un bit égal à "0", dans ce cas toutes les impulsions sont transmises aux débuts des chips. Par contre, le deuxième utilisateur transmet "1", par conséquent, toutes les impulsions qui lui sont associées commencent après un retard  $\delta$  au niveau de chaque chip.

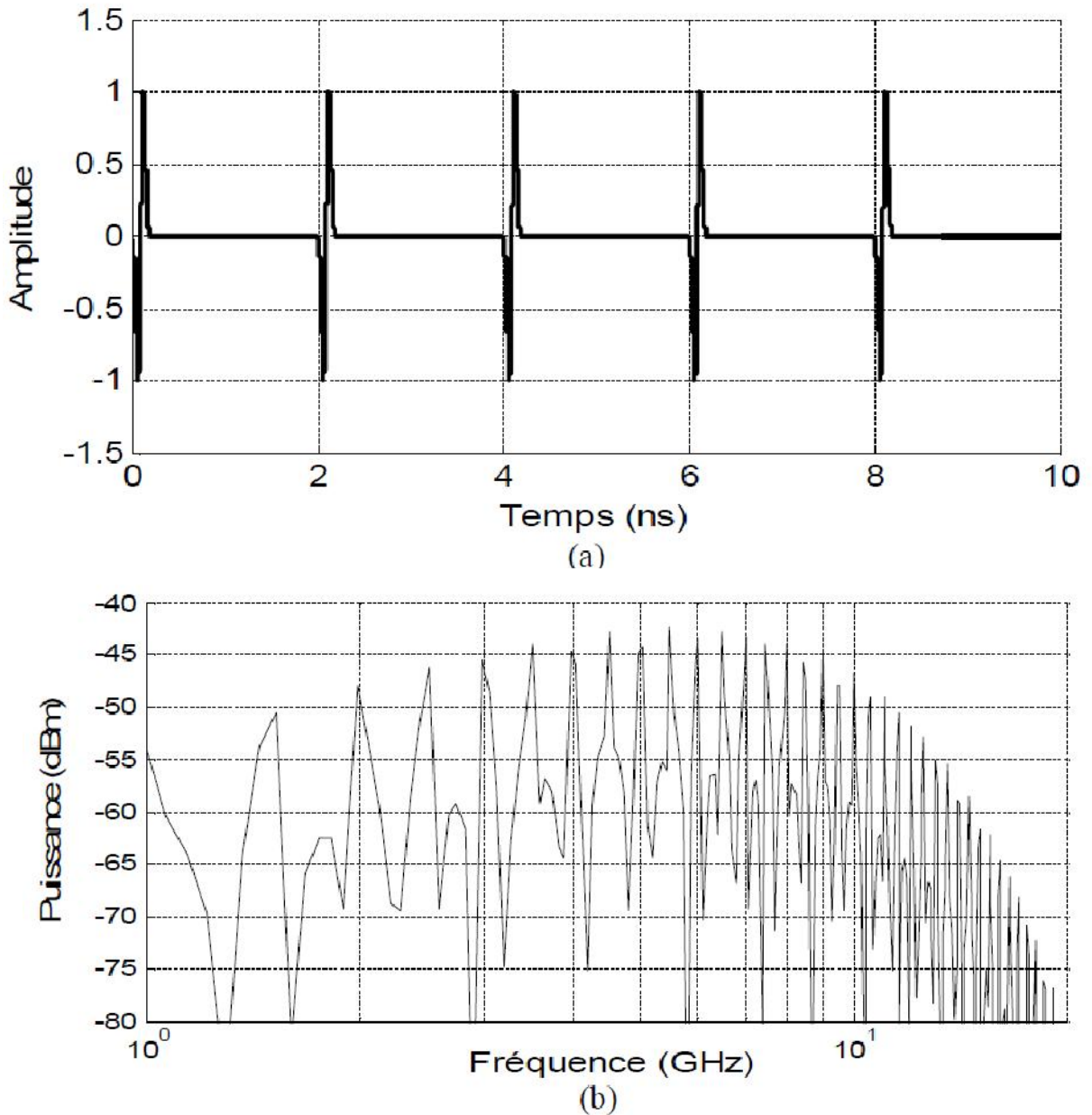


**Fig. I.07 :** Modulation PPM Deux utilisateurs sont présents. Le THC de l'utilisateur 1 =  $\{1, 3, 2\}$  ; le bit émis = 0 ; Le THC de l'utilisateur 2 =  $\{2, 1, 0\}$  ; le bit émis = 1 [11]

### I.9.3 Effet de THC sur le spectre du signal émis

Lors d'une émission d'un signal d'impulsions par un utilisateur quelconque, le code de saut temporel THC dans le symbole possède une grande influence sur le spectre du signal. Or l'émission d'impulsions aux intervalles régulière provoque des pics de parasite dans le domaine spectral, ces parasites sont associés aux périodicités temporelles du signal.

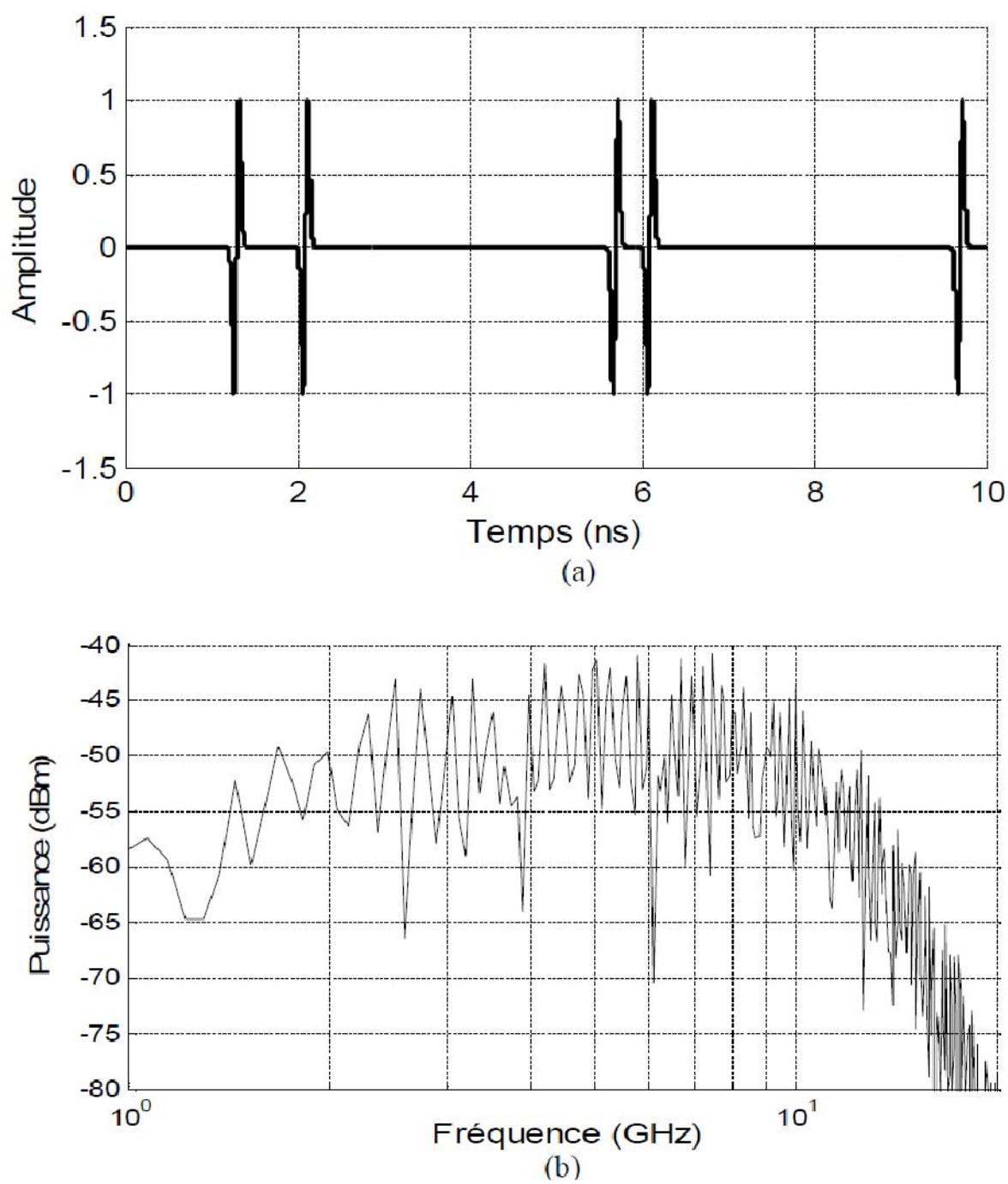
La figure (I.08) représente une illustration de la séquence des monocycles gaussiens ou ce qu'on appelle aussi le train d'impulsions dans les domaines temporel et fréquentiel où les impulsions sont émises de façon régulière:



**Fig. I.08 :** Séquence d'impulsions monocycles régulières

(a) En temps ; (b) En fréquentiel

Dans le domaine fréquentiel, ce train d'impulsions produit un spectre de raies, et le train peut donc interférer avec les systèmes radio conventionnels de courte portée. Ce spectre de raies peut être éliminé en faisant varier l'intervalle du temps d'une impulsion à une autre figure (I.09). Cela signifie qu'il nous faut faire des codes de saut temporel pour chaque utilisateur de façon convenable.



**Fig. I.09** : Séquence d'impulsions monocycles irrégulières  
(a) en temps ; (b) en fréquentiel

## **I.10 Conclusion**

On a débuté ce chapitre par la présentation des systèmes de communication qui existent actuellement et les différents réseaux sans fil adjacents avec le système de communication UWB.

L'UWB est l'une des récentes techniques d'accès radio, qui intéresse de plus en plus la communauté scientifique suite à la demande croissante en débit pour de nombreuses applications sans fil. Les principales caractéristiques de l'UWB justifient l'engouement actuel du monde des télécommunications pour cette technologie, et attribuent à celle-ci le statut d'un candidat potentiel et prometteur afin de répondre à cette demande en débits de plus en plus élevés.

On abordera dans le deuxième chapitre la modélisation du canal de transmission UWB.



# Sommaire

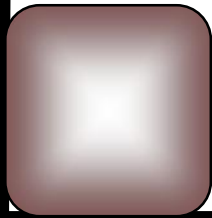


Annexe



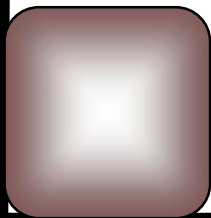
# Références Bibliographiques

**Chapitre I**



# La Technologie Ultra Wide Bande

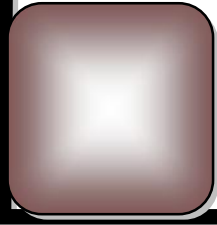
**Chapitre II**



# Etude du canal de propagation

## Ultra wide bande

**Chapitre III**



# Estimation du canal UWB



# Introduction Générale



conclusion générale

## Chapitre II

# Etude du canal de propagation UWB

### II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les canaux de propagation proposés par l'IEEE et les différents modèles de canal radio UWB.

### II.2 Modèles de canal radio UWB

Le développement de futurs systèmes de communication basés sur la technologie UWB nécessite une parfaite connaissance de tous leurs éléments constitutifs. Et tout particulièrement le canal de propagation, lequel impose des limites fondamentales aux performances de ces systèmes en termes de portée et de débit. Les choix de modulation, ainsi que les techniques d'émission et les stratégies de réception du signal UWB dépendent largement du comportement du canal de propagation dans les environnements d'utilisation potentielle [18].

La modélisation du canal est une étape importante pour l'implantation de systèmes quels qu'ils soient. D'autant plus que les systèmes UWB ne sont pas réellement mis en place. En effet cette modélisation est un des éléments clef de la chaîne globale du système (émission -> réception). Le canal pose des problèmes de transmissions en fonction de la distance entre les deux antennes, des multi-trajets et du type de signal. Dans un premier temps, nous verrons les différents types de modélisations possibles.

#### II.2.1 Modèle Saleh et Valenzuela

Un des modèles les plus utilisés dans le domaine des radiocommunications indoor est le modèle SV (Saleh et Valenzuela). Ce modèle est basé sur l'observation d'un grand nombre de mesures, et caractérisé par le fait que les échos arrivent généralement en clusters, eux-mêmes composés d'un grand nombre d'échos.

Les temps d'arrivée  $T_l$  des clusters (Paquet) suivent un processus de Poisson de paramètre  $\lambda$ . A l'intérieur de chaque cluster, les temps d'arrivée  $\tau_{kl}$  de chaque trajet suivent aussi un processus de poisson de paramètre  $\lambda_{kl}$  avec  $\lambda_{kl} \gg \lambda$ . En ce qui concerne l'amplitude  $S_{kl}$  de chaque trajet, on considère que l'amplitude des clusters suit une décroissance

exponentielle de paramètre  $\gamma$ , et que l'amplitude des trajets à l'intérieur d'un *cluster* suit aussi une décroissance exponentielle de paramètre  $\Gamma$  (cf. figure II.1). Enfin, la phase  $\theta_{kl}$  du  $K^{\text{ème}}$  trajet du  $l^{\text{ème}}$  cluster est distribuée indépendamment pour chaque trajet et uniformément entre 0 et  $2\pi$  [19].

L'expression de la réponse impulsionnelle de ces canaux s'écrit sous la forme:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{+\infty} \sum_{k=0}^{+\infty} S_{kl} u(t - T_l - \tau_{kl}) \exp(j\theta_{kl}) \quad (\text{II.1})$$

où :

$u(t)$  : la fonction de Dirac.

$l$  : l'indice du cluster.

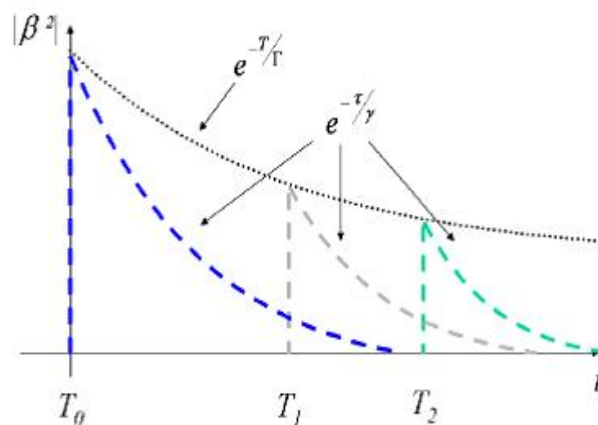
$K$  : l'indice du trajets à l'intérieur des clusters.

$T_l$  : le retard du  $l^{\text{ème}}$  cluster, i. e l'instant d'arrivée du premier trajet dans le cluster d'indice  $l$ .

$\tau_{kl}$ ,  $S_{kl}$  et  $\theta_{kl}$ : sont le retard, l'amplitude et la phase du  $K^{\text{ème}}$  trajet du  $l^{\text{ème}}$  cluster[20].

Les paramètres  $\gamma$ ,  $\Gamma$ , et  $\theta_{kl}$  sont dépendants de l'environnement de propagation. La modélisation consiste donc à ajuster leur valeur pour faire correspondre le plus possible le modèle obtenu avec les mesures effectuées.

Ce modèle en cluster est particulièrement approprié aux environnements indoor et très utilisé dans le domaine des communications. Néanmoins, les propriétés particulières des signaux UWB nécessitent d'adapter le modèle SV [19].



**Fig. II.01 :**Modèle de canaux Saleh-Valenzuela : double décroissance exponentielle[19].

## II.2.2 Modèles IEEE 802.15

Dans le but de fournir un modèle de canal unique pour tester les différentes propositions de systèmes UWB lors des débats de normalisation, le groupe de travail IEEE 802.15 a réalisé plusieurs appels à contribution auprès des universitaires et des industriels. Deux modèles statistiques ont ainsi été définis, l'un pour les applications à courte portée et à haut débit en intérieur (modèle IEEE 802.15.3a), et l'autre pour les applications à plus longue portée en intérieur et extérieur (modèle IEEE 802.15.4a).

Ces modèles sont brièvement présentés dans les sections suivantes [18].

## II.2.3 Groupe de travail IEEE.802.15

On l'a vu dans la partie « historique », les activités de normalisation de la technologie UWB sont actuellement menées par le groupe de travail 802.15 du comité de normalisation de l'IEEE. Elles visent particulièrement des applications dans le domaine des réseaux locaux sans fil à courte portée de faible puissance, y compris les réseaux personnels sans fil. L'organisation générale de la norme IEEE 802.15 est présentée par la figure suivante. Les spécifications principales sont indiquées en termes de débits, portées et fréquences allouées. En particulier, le standard Bluetooth apparaît dans la norme IEEE 802.15.1 et l'UWB devrait être utilisé dans les normes IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a[21].

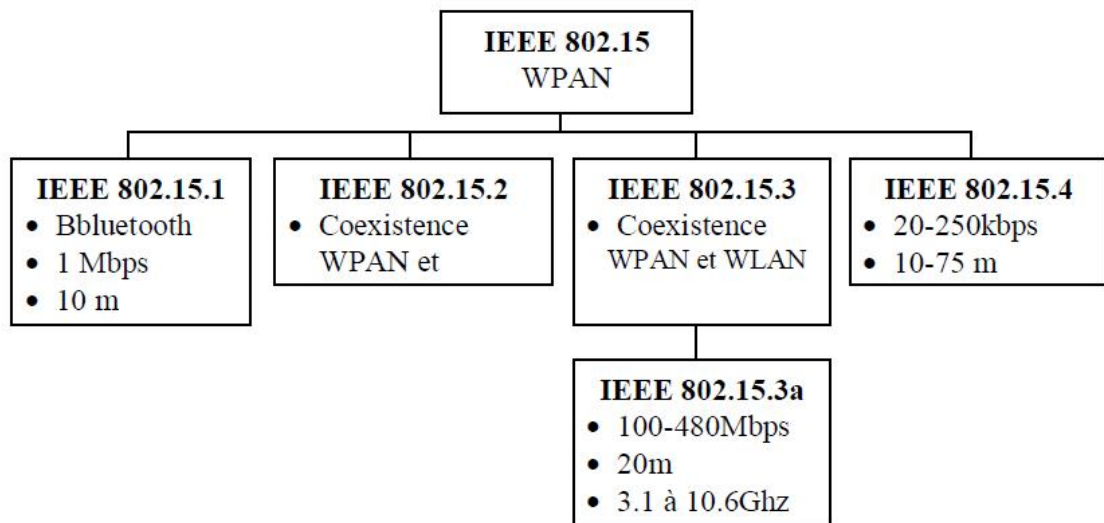


Fig. II.02 : Organisation de l'IEEE

**Table. II.01** : Comparaison entre UWB et d'autres

	Les normes de L'IEEE						
	WLAN (WiFi)			Bluetooth	WPAN	UWB	ZigBee
	802.11a	802.11b	802.11g	802.15.1	802.15.3	802.15.3a	802.15.4
<b>Fréquence</b>	5 GHZ	2.4 GHZ	2.4 GHZ	2.4 GHZ	2.4 GHZ	3.1 à 10.6 GHZ	2.4 GHZ
<b>Débit Maximal</b>	54 Mbps	11 Mbps	54 Mbps	1 Mbps	55 Mbps	> 100 Mbps	250 Ko/s
<b>Portée</b>	100 mètres	100 mètres	100 mètres	10 mètres	10 mètres	10 mètres	50 mètres

### II.2.4 Modèle IEEE 802.15.3a (haut débit)

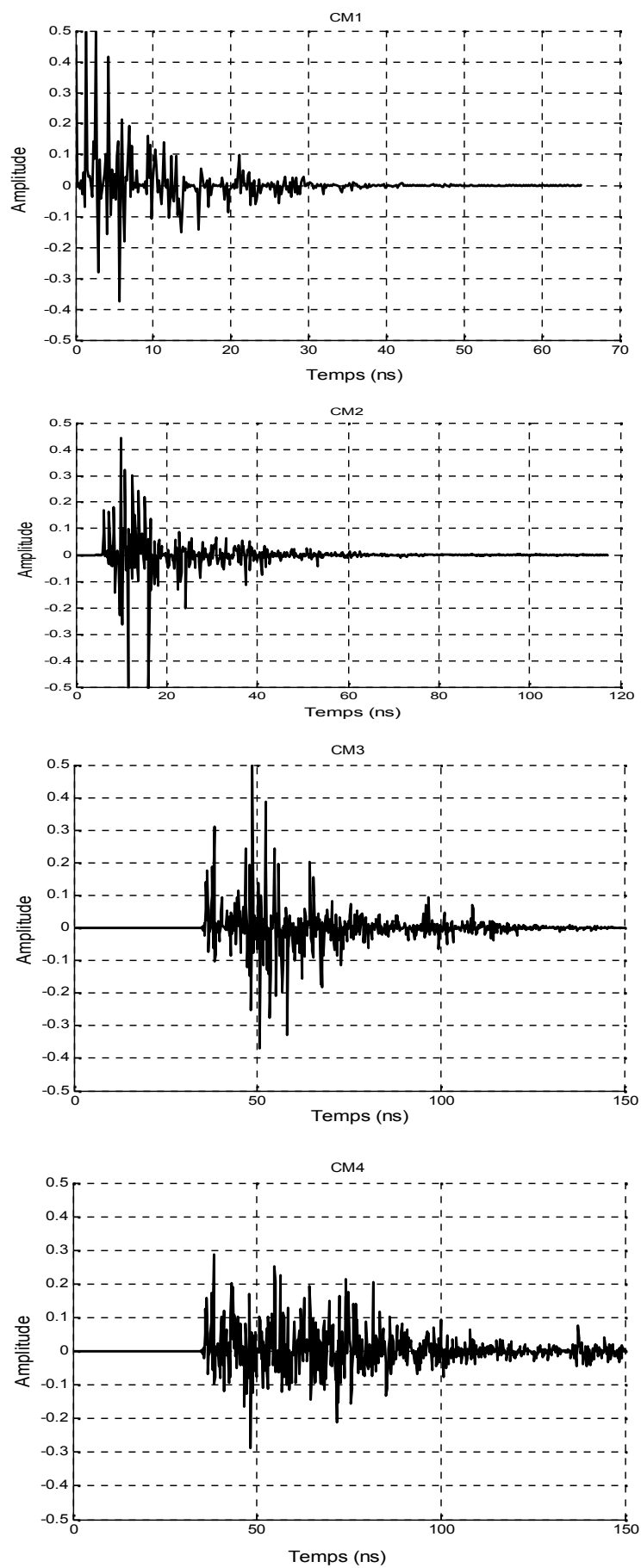
Le modèle IEEE 802.15.3a a été développé à partir d'une dizaine de contributions, qui s'appuient toutes sur des mesures expérimentales distinctes, réalisées en environnement intérieur résidentiel.

Pour rendre compte du phénomène de regroupement des rayons en clusters observé dans plusieurs campagnes de mesures, le modèle se base sur le formalisme de Saleh et Valenzuela (S-V). Des paramètres sont fournis pour caractériser les taux d'arrivée des clusters et des rayons, ainsi que les coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-clusters ( et ).

Quatre jeux de paramètres sont fournis pour modéliser quatre types de canaux :

- 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  $\text{taux}_{\text{RMS}} = 25 \text{ ns}$  [18].

Les figures présentées ci-dessous, illustrent une réalisation typique de la réponse impulsionnelle du canal pour les quatre modèles de canaux IEEE 802.15.3a. Dans l'annexe nous avons une illustration des autres caractéristiques fournies par les modèles.



**Fig. II.03:** Réponse Impulsionnelle typique pour les Modèles CM1, CM2, CM3, CM4

### II.3 Caractéristiques des canaux à trajets multiples et paramètres de modélisation

Le tableau suivant présente les quatre caractéristiques retenues pour représenter canaux indoor pris en compte par le modèle 3a, les paramètres des différents modèles et les caractéristiques des modèles simulés permettant de comparer canaux mesurés et canaux modélisés.

**Table. II.02** Caractéristiques des canaux à trajets multiples et paramètres de modélisation[23]

Caractéristiques du canal cible <sup>(e)</sup>	CM 1 <sup>(a)</sup>	CM2 <sup>(b)</sup>	CM3 <sup>(c)</sup>	CM4 <sup>(d)</sup>
$\ddagger_m$ [ns] (retard moyen)	5,05	10,38	14,18	
$\ddagger_{rms}$ [ns] (écart-type du retard)	5,28	8,03	14,28	25
<i>NP10dB</i> (nombre de trajets d'amplitude ayant subi une atténuation de 10 dB par rapport au trajet le plus fort)	12	15	25	42
<i>NP(85%)</i> (nombre de trajets représentant 85% de l'énergie du canal)	24	36,1	61,54	
<b>Paramètres du modèle</b>				
[1/nsec] (taux d'arrivée du groupe)	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
[1/nsec] (taux d'arrivée de l'onde)	2,5	0,5	2,1	2,1
(facteur d'atténuation du groupe)	7,1	5,5	2,1	2,1
(facteur d'atténuation de l'onde)	4,3	6,7	7,9	12
$\sigma_1$ [dB] (déviation standard d'un paquet)	3,4	3,4	3,4	3,4
$\sigma_2$ [dB] (déviation standard d'une onde)	3,4	3,4	3,4	3,4
$\sigma_x$ [dB] (déviation standard du total des trajets)	3	3	3	3
<b>Caractéristiques du modèle</b>				
$\ddagger_m$ [ns]	5,0	9,9	15,9	30,1
$\ddagger_{rms}$ [ns]	5	8	15	25
<i>NP10Db</i>	12,5	15,3	24,9	41,2
<i>NP(85%)</i>	20,8	33,9	64,7	123,3
Moyenne de l'énergie du canal (dB)	-0,4	-0,5	0,0	0,3
Déviation standard de l'énergie du canal (dB)	2,9	3,1	3,1	2,7

**Remarque**

CM4 : Le modèle était générer pour obtenir un écart-type du retard représentant un Canal multi-trajets extrême avec réflexions ( $\sigma_{rms} = 25$  ns)

Ces caractéristiques sont basées sur une période d'échantillonnage égale à 0.167 ns.

Il est important de noter que les valeurs des écart-types  $\sigma_1$  et  $\sigma_2$  sont égales pour la seule raison qu'il n'est pas possible à partir des mesures de distinguer les deux types de fading auxquels ces paramètres sont rattachés.

**II.4 Conclusion**

Les canaux de propagation proposés par l'IEEE présentent l'avantage de modéliser divers environnements de façon assez précise. Ils constituent un outil très intéressant pour développer et tester d'un point de vue fonctionnel les architectures émetteur/récepteur en considérant les phénomènes de propagation propres à l'UWB.

Ces modèles assez complets ont le mérite d'être des références pour les études de systèmes UWB. Ils s'appliquent dans les environnements intérieurs à courte portée et pour les communications haut débit. Cependant, la modélisation des pertes par propagation n'est pas traitée, ainsi bien, ils restent encore des améliorations à apporter comme l'effet doppler pour les rendre plus réalistes et permettre de lutter encore plus efficacement contre les effets négatifs de l'environnement des dispositifs de communication, Deux caractéristiques importantes et non prises en compte par les canaux IEEE jusqu'à présent sont la dispersion angulaire et les fluctuations temporelles.

## Chapitre III

### Estimation du canal UWB

#### III.1 Introduction

Après avoir vu la technologie UWB et la modélisation de canal, vient l'étape d'estimation du canal qui est une opération pertinente à la réception des signaux. En fait, les paramètres du canal à estimer sont les amplitudes et les retards associés à chaque trajet, ces paramètres doivent être parfaitement connus au niveau du récepteur. Pour cette raison, une étape d'estimation de ces dits paramètres est nécessaire, à cause de la présence du bruit et les atténuations dues aux multi-trajets reçus. On s'adressera dans ce sens là, deux contextes d'estimation tout en utilisant l'estimateur maximum de vraisemblance MV (Maximum Likelihood (ML)) en deux scénarios, le premier c'est une estimation supervisée à travers une séquence d'estimation connue (Data Aided (DA)) et l'autre par une estimation autodidacte à travers une séquence d'estimation inconnue (Non Data Aided (NDA)).

Beaucoup de travaux ont été effectués sur la conception des récepteurs en UWB, de telle sorte que la supposition de la connaissance parfaite des paramètres du canal de propagation est faite au niveau de récepteur [24-25]. Dans [26], ils ont proposé un estimateur de MV dans un arrangement réaliste d'accès multiple par répartition de code de saut temporel (Time Hopping Code (TH-UWB)) avec la modulation de déplacement d'impulsion (Pulsion Position Modulation (PPM)) et en deux contextes (DA) et (NDA), notant que cette démarche est celle qu'on a pris dans notre travail. Dans [27], un estimateur du maximum de vraisemblance dans le contexte de (DA) est effectué dans le cas quand une impulsion simple est transmise dans un symbole, où l'influence des erreurs d'estimation sur le récepteur rake est faite numériquement. Dans ces deux travaux [26-27], les auteurs négligent les collisions qui se produisent entre les impulsions venantes des différents multi-trajets. Il est équivalent à supposer que les signaux par multi-trajets sont orthogonaux, Dans [28], L'auteur présente l'estimateur ad hoc pour une estimation du canal dans le domaine fréquentiel, où le signal reçu est d'abord passé, pour une raison pratique, sur un filtre passe-bas avec une largeur de bande beaucoup moins que la largeur de bande de signal d'UWB et alors échantillonné à la fréquence de Nyquist. Cependant, puisque la résolution est inversement proportionnelle à la largeur de bande de signal, le filtrage passe-bas réduit la résolution de multi-trajets.

### III.2 Format du Signal UWB et Récepteur RAKE

Classiquement, la réception consiste à retrouver fidèlement les informations transmises en exploitant le signal reçu. Cette opération est difficile car le signal émis subit de nombreuses déformations liées principalement au canal de propagation, mais aussi aux antennes et aux circuits. Dans le cas des signaux IR-UWB, le signal émis est composé d'une suite d'impulsions de durée finie et confinées à l'intérieur d'un intervalle de temps spécifique. Le signal reçu est une combinaison de répliques du signal émis qui ont subi de nombreuses déformations. Comme l'interférence inter-symboles (ISI, Inter Symbole Interference), et les interférences multi-utilisateurs (MUI, Multi User Interference) et ajouts de bruit aussi bien les signaux provenant d'autres systèmes (UWB et/ou « bande étroite »).

Par exemple, considérons le signal TH-PPM UWB  $s_n(t)$  qui est défini par l'expression suivante :

$$s_n(t) = \sqrt{E_n} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{N_f-1} w(t - iN_f T_f - jT_f - \tilde{c}_n(j)T_c - \alpha a_n(i)) \quad (\text{III.1})$$

La réponse impulsionnelle de canal UWB  $h(t)$  peut être exprimée par la relation suivante :

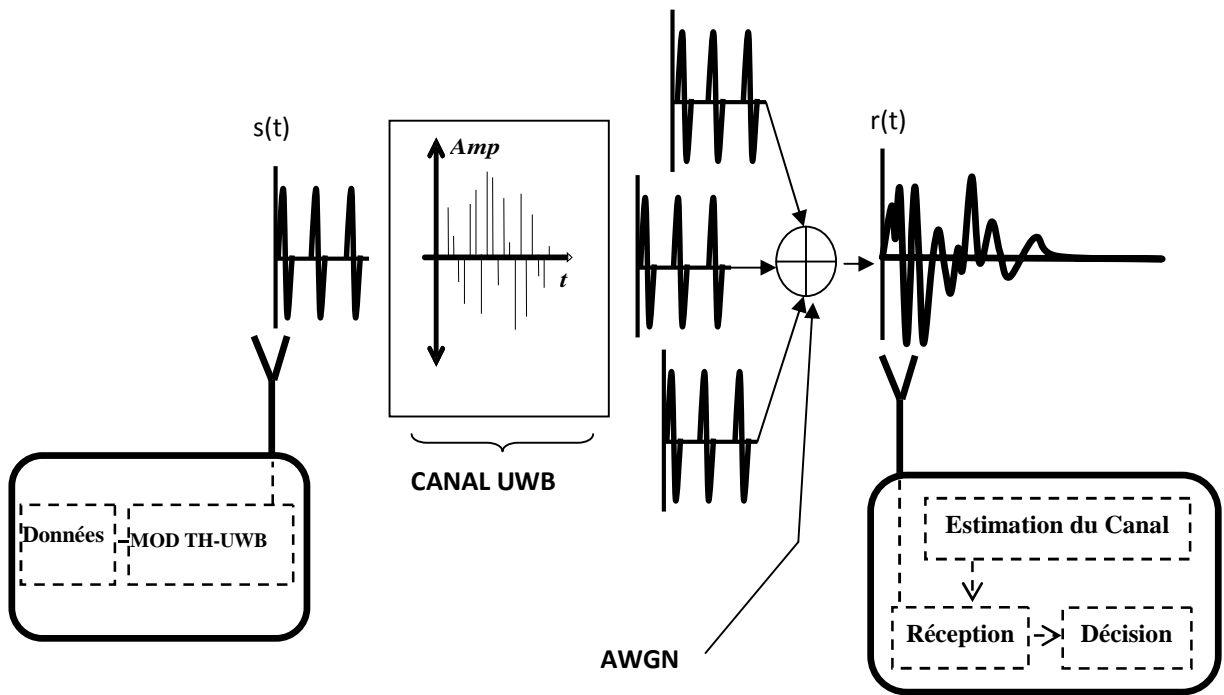
$$h(t) = X \sum_{l=0}^{L_c} \sum_{k=0}^K r_{k,l} u(t - T_l - \dagger_{k,l}) \quad (\text{III.2})$$

Alors l'expression du signal reçu est la suivante [29]:

$$r(t) = X \sqrt{E_n} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{N_f-1} \sum_{l=0}^{L_c} \sum_{k=0}^K r_{k,l} \tilde{w}(t - iN_f T_f - jT_f - \tilde{c}_n(j)T_c - \alpha a_n(i) - T_l - \dagger_{k,l}) + n(t) \quad (\text{III.3})$$

Où  $\tilde{w}(t)$  est l'impulsion reçue (déformée par rapport à celle émise  $w(t)$ )

La figure (III.01) donne un schéma synoptique de la chaîne de transmission UWB en représentant les différents blocs indispensables pendant la transmission.



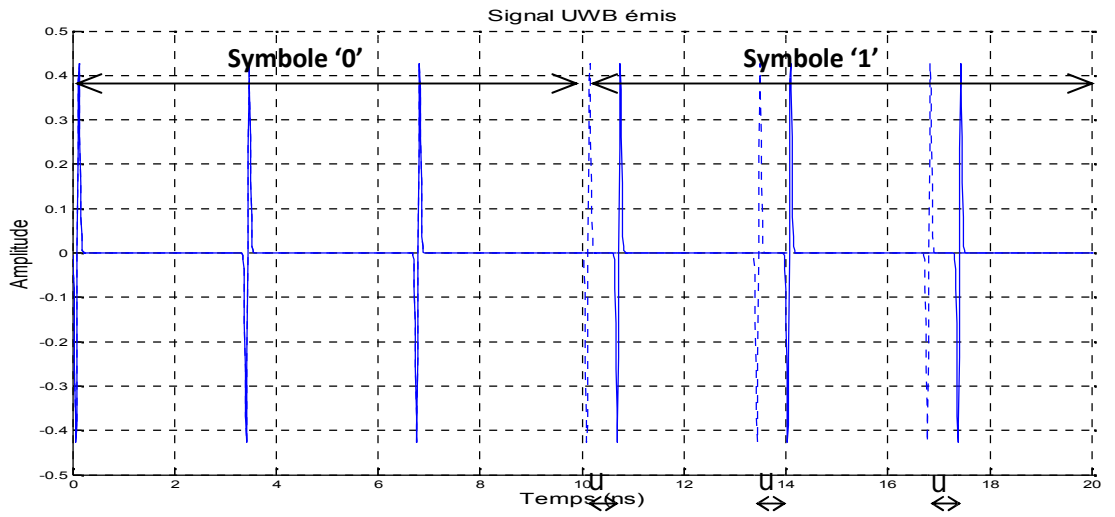
**Fig.III.01:**Schéma synoptique de la chaîne de transmission UWB[29]

Au niveau du récepteur les signaux affectés par le canal UWB s'additionnent de façon constructive ou destructive causant différentes atténuations et changement brusque de puissance dus aux différents déphasages ou bien retards des multi-trajets[29].

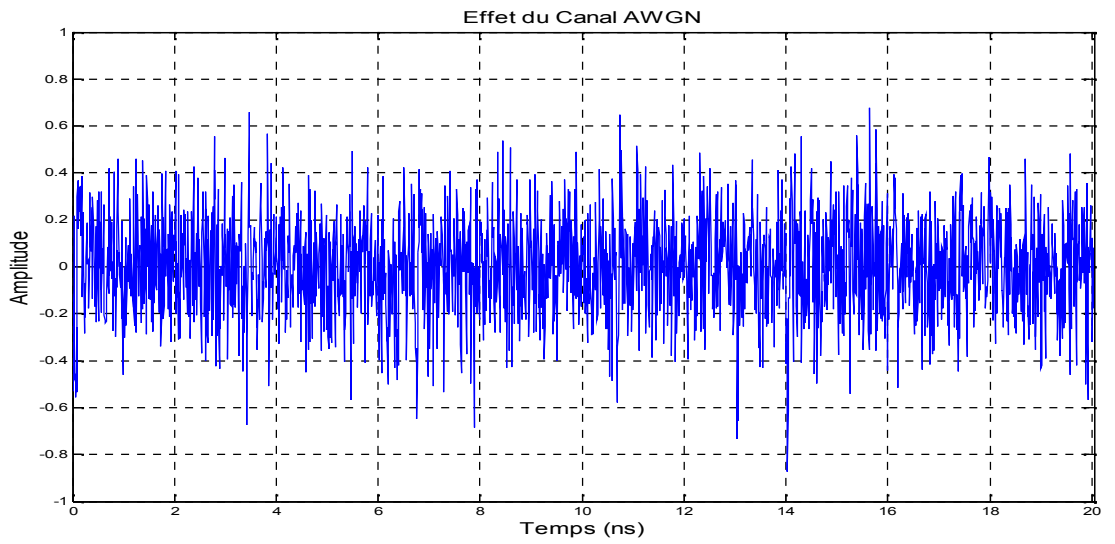
Pour cela, il faut faire une estimation du canal UWB dont les multi-trajets sont très denses pour compenser le canal en exploitant tous les multi-trajets, afin d'augmenter la puissance de signal reçu.

Maintenant on va voir qu'est ce que se passe dans la réalité au niveau du récepteur quand on transmet un signal UWB. La figure (III.02) illustre: l'allure du signal UWB émis, les effets du bruit, les effets des trajets multiples du canal et enfin l'allure du signal reçu. Le fait que les interférences MUI sont difficiles à annuler dans le domaine temporel, on peut approximer l'effet de MUI sous forme d'un bruit blanc gaussien ajouté au  $n(t)$ [24]. Cette approximation se justifie en assurant une distribution comparable de puissance dans le cas de multi-utilisateurs.

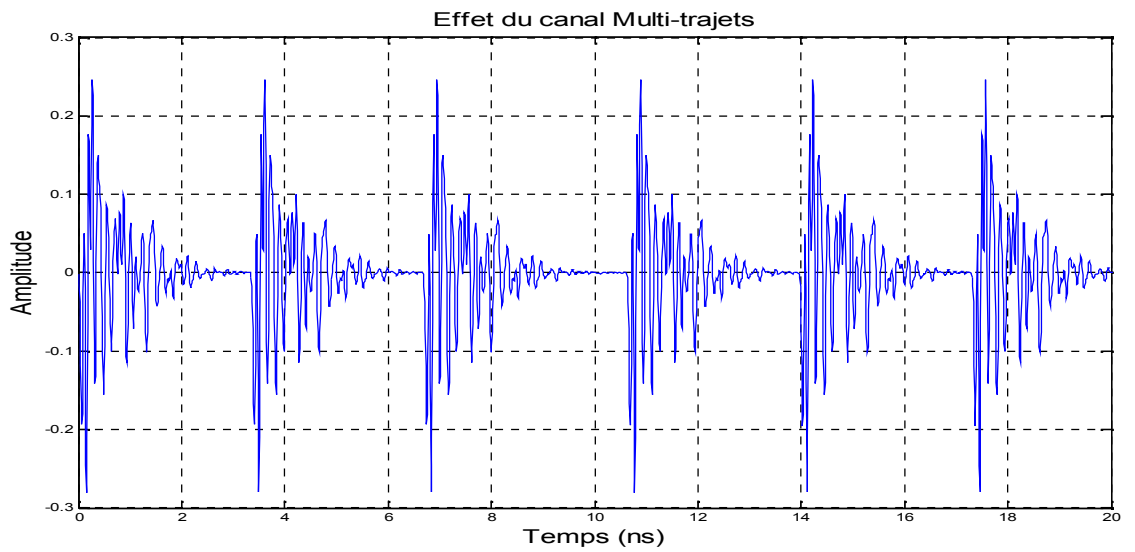
L'étalement du canal montre la façon dont les impulsions sont dupliquées sans toutefois risquer d'ISI. La puissance du bruit est telle que le signal reçu paraît inexploitable à la seule observation des caractéristiques, et on constate bien comment est la déformation des impulsions affectés par un canal UWB est brusque, figure (III.02):



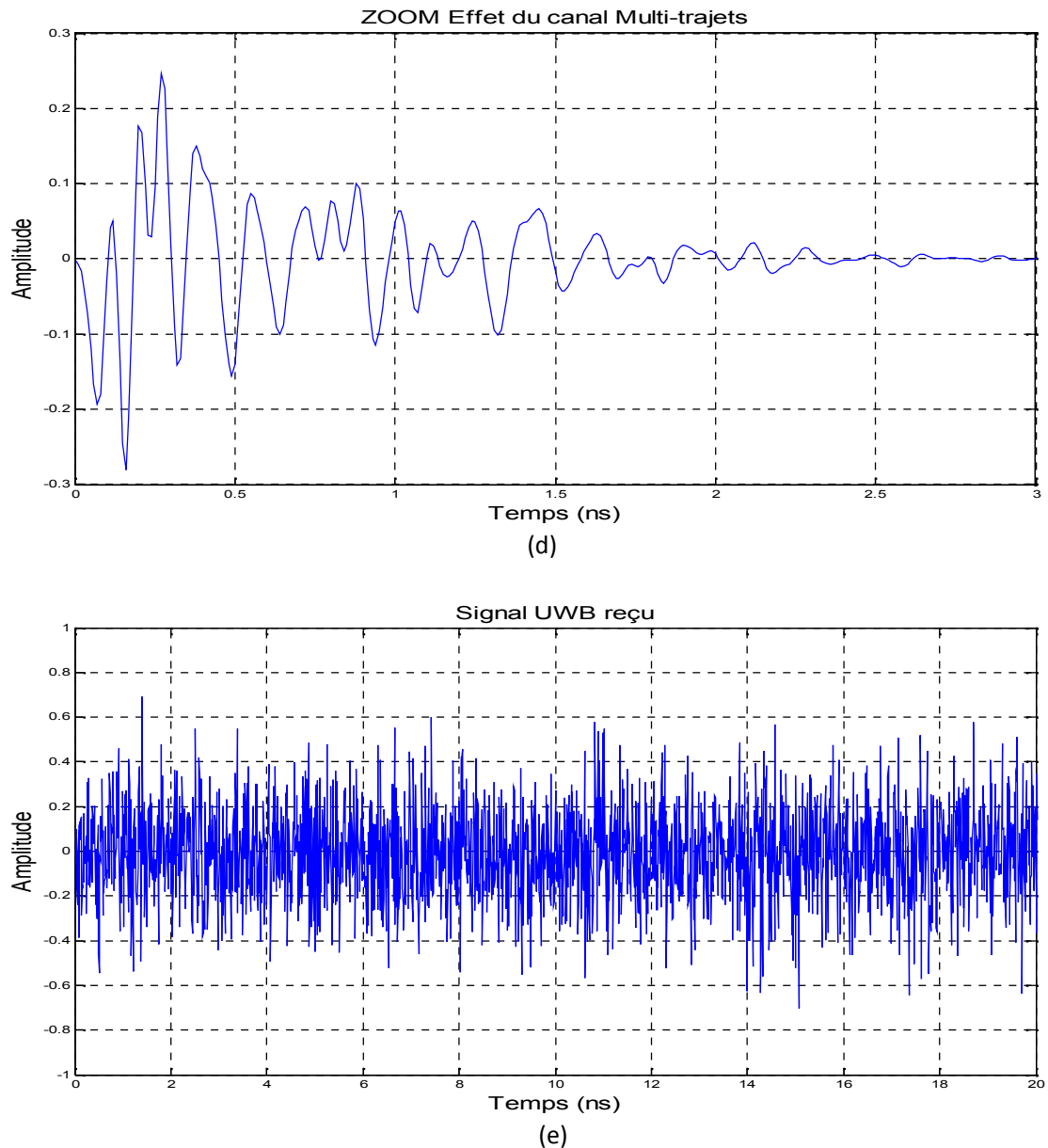
(a)



(b)



(c)



**Fig.III.02:**Illustration de la transmission d'un signal TH-UWB avec la PPM.

- a)Signal émis, b) Signal reçu bruité, c) Effet du canal UWB  
d) Zoom d'une impulsion étalée, e) Signal au récepteur

### III.3 Principe de Fonctionnement du Récepteur RAKE

Le récepteur Rake est basé sur les récepteurs à corrélation, L'idée générale est d'exploiter les différentes composantes des trajets multiples pour améliorer la prise de décision. Cette décision est cependant limitée en pratique parce que le récepteur peut seulement analyser un sous-ensemble fini de  $L$  contributions qui s'appellent les doigts du récepteur rake.

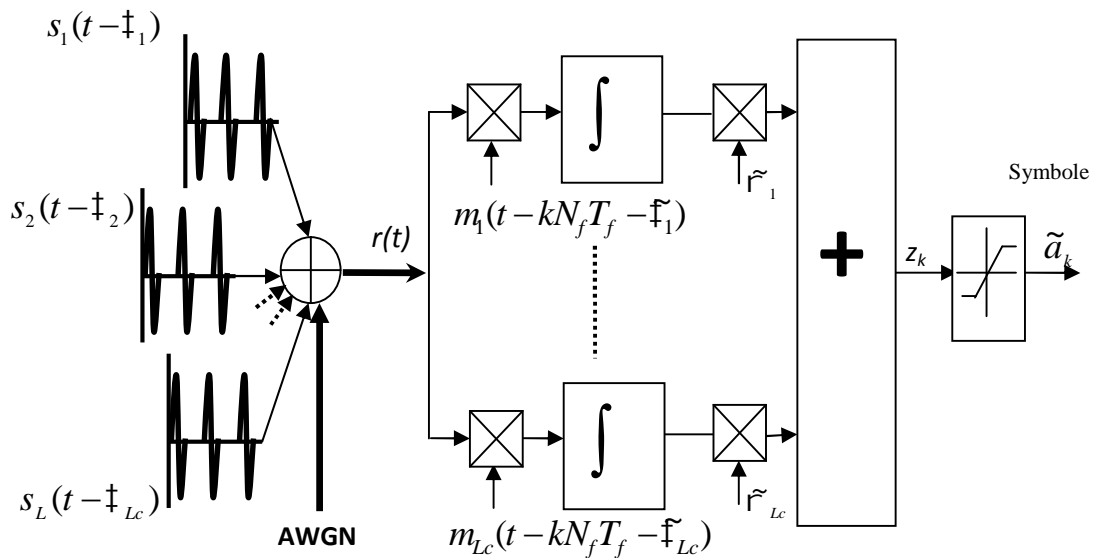


Fig.III.03: Structure du récepteur RAKE[28]

Le récepteur rake comporte plusieurs branches dont le nombre correspond au nombre de composantes multi-trajets prises en compte. Pour chaque branche la phase de corrélation s'effectue de la façon suivante. Le signal reçu est multiplié par un signal « template »  $m_l(t - kN_f T_f - \tau_l)$  adapté à la branche  $l$  des doigts du rake, puis il sera intégré sur la durée d'un symbole d'information pour donner le signal de décision, un détecteur à seuil basé sur le résultat du corrélateur est suffisant pour faire la démodulation et déterminer le symbole transmis  $\tilde{a}_k$ .

Dans le cas de la modulation PPM, un seul signal template est utilisé pour donner le signal de décision, le détecteur il fait juste une comparaison par rapport à zéro en voyant le signe du résultat donné par le corrélateur. La formule du signal template pour la modulation PPM est donnée par cette équation:

$$m(t) = b(t) - b(t - \tau) \quad (\text{III.4})$$

Où  $b(t)$  : ici représente un bloc d'un symbole d'information.

La modulation PPM-MÉtats utilise un ensemble de signaux templates égale au nombre de M états modulés. La formule de signaux templates est donnée comme suit:

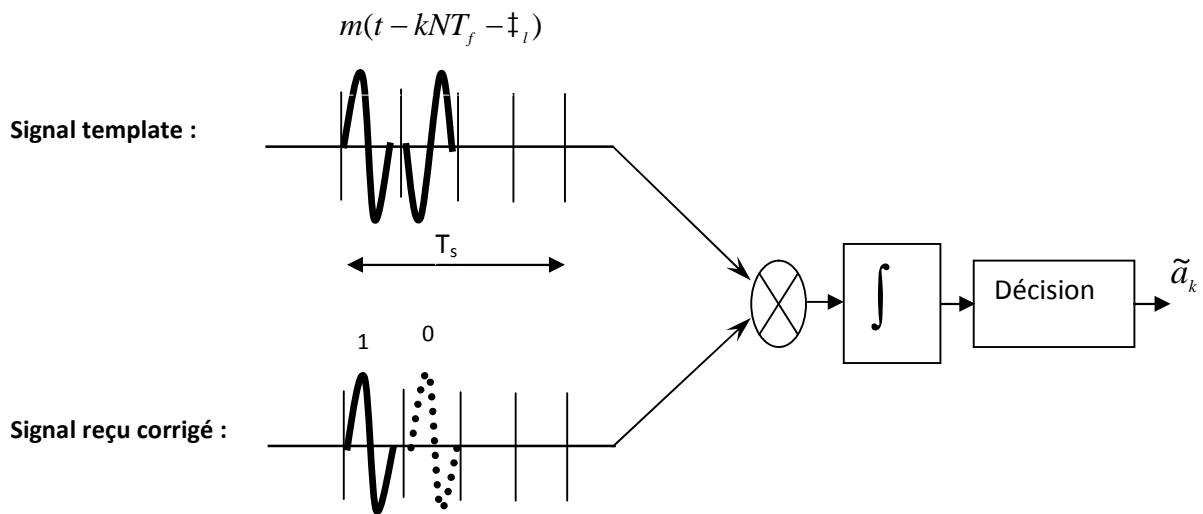
$$m_i(t) = b(t - iU) \quad \text{où } i = 0, 1, \dots, M-1 \quad \text{pour PPM-MÉtats} \quad (\text{III.5})$$

Sachant que le détecteur ayant le rôle de comparaison en terme d'énergie entre chaque  $i$  de MÉtats, celle qui a une forte énergie est celle qui va la prendre en considération.

Alors le signal résultant est intégré sur une durée  $T_s$  correspondante à la durée d'un symbole d'information. La somme pondérée des résultats des corrélateurs est ensuite appliquée à un détecteur qui détermine le symbole transmis  $\tilde{a}_k$ . La variable de décision  $z_k$  est alors donnée par l'expression suivante :

$$z_k = \sum_{l=1}^{L_c} r_l \int_{kN_f T_f}^{(k+1)N_f T_f} r(t) m(t - kN_f T_f - \tau_l) dt \quad (\text{III.6})$$

La figure suivante montre un exemple d'un signal modulé en PPM et représenté pour un seul doigt du récepteur rake.



**Fig.III.04:** exemple de démodulation d'un bit pour la modulation PPM[28]

En pratique, les paramètres  $\{\alpha_l\}$  et  $\{\tau_l\}$  sont inconnus a priori et il faut les estimer. Et ça c'est le problème qui est adressé ici.

Par ailleurs, plusieurs possibilités sont également envisageables quant au nombre de branches ou de doigts constituant le récepteur rake, autrement dit le nombre de composantes prises en compte, qui définissent le type de récepteur rake.

### III.4 Estimation du Canal UWB

Après avoir compris le rôle et la relation qui rassemble le récepteur rake et l'estimation du canal qui lui fournit par les paramètres estimés, maintenant nous donnons une estimation du canal dans deux contextes, la première par une estimation supervisée à travers une séquence de données connue (Data Aided (DA)), et l'autre par une estimation autodidacte à travers une séquence de données inconnue (Non Data Aided (NDA)).

Maintenant et avant tout on essaie de changer la forme du signal TH-UWB transmis  $s_n(t)$  pour qu'il soit avec une formule manipulable par la suite.

$$s_n(t) = \sqrt{E_n} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{N_f-1} w(t - iN_f T_f - jT_f - \tilde{c}_n(j)T_c - u a_n(i)) \quad (\text{III.7})$$

Alors le signal transmis par un utilisateur désiré est modulé par [24-30] :

$$s(t) = \sum_i b(t - iN_f T_f - u a_i) \quad (\text{III.8})$$

Avec

$$b(t) = \sum_{j=0}^{N_f-1} w(t - jT_f - \tilde{c}_j T_c) \quad (\text{III.9})$$

Notant que  $b(t)$  est un bloc qui représente la durée d'un symbole d'information, et  $s(t)$  est une suite de  $i$  symboles, que  $w(t)$  est la forme de l'impulsion monocycle, et  $T_f$  est la durée d'une trame,  $N_f$  est le nombre de trames c'est qui correspond au nombre d'impulsions dans un symbole,  $\tilde{c}_j$  est le code de saut temporel ou bien (*Time Hopping Code*) et sa valeur est prise entre  $0 \leq \tilde{c}_j \leq N_c - 1$ , où  $N_c$  et  $T_c$  sont le nombre et la durée d'un chip,  $a_i$  est le symbole d'information et il peut prendre (0 ou 1) où il est un variable aléatoire identiquement distribué, et  $u$  c'est le décalage associé pour un symbole en modulation PPM.

Nous citons ici que Selon [26] quant à la distance entre les blocs de symboles adjacents dans (III.8). il est facile de se chevaucher entre eux partialement, et tout dépend des valeurs de  $T_f, u, T_c$  et  $\tilde{c}_j$ , donc les chevauchements ne sont pas préférables puisque ça risque de faire de l'interférence inter-symbole ISI et il va compliquer le processus de détection. Alors la distance minimale entre l'impulsion monocycle passée dans un bloc et celle la première dans l'autre bloc est trouvée égale :

$$d_{\min} = T_f - \text{U} - T_c (\tilde{c}_{N_f-1} - \tilde{c}_0) \quad (\text{III.10})$$

### III.4.1 Estimation Supervisée (Data Aided)

Dans cette section, nous consentirons sure une l'estimation de canal par une séquence de donnée connue (Data Aided (DA)), à partir de l'équation (III.3) on a que :

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L_c} r_l s(t - \dagger_l) + n(t) \quad (\text{III.11})$$

Etant données les Contraintes suivantes, l'impulsion reçu est observé pendant l'intervalle  $0 \leq t \leq T_0$ , avec  $T_0$  est égale  $MN_f T_f$ . Le bruit global  $n(t)$  a une densité spectrale  $N_0/2$ , on supposant toujours que  $\dagger = (\dagger_1, \dots, \dagger_{L_c})$  et  $r = (r_1, \dots, r_{L_c})$  comme des quantités déterministe inconnus.

$\tilde{s}(t)$  est le signal affecté par les trajets-multiple:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l s(t - \tilde{\dagger}_l) \quad (\text{III.12})$$

La fonction de log-vraisemblance est donnée par la relation suivante[26]:

$$\log[\Lambda(\tilde{r}, \tilde{\dagger})] = 2 \int_0^{T_0} r(t) \tilde{s}(t) dt - \int_0^{T_0} \tilde{s}^2(t) dt \quad (\text{III.13})$$

En remplaçant la relation (III.12) dans (III.13), et en négligeant la corrélation entre les échos de signal, on obtient:

$$\frac{\int_0^{T_s} s(t - \tilde{\dagger}_{l1}) s(t - \tilde{\dagger}_{l2})}{\int_0^{T_s} s(t) dt} \approx 0 \quad l1 \neq l2 \quad (\text{III.14})$$

Cette approximation reflète le fait que, les impulsions apparaissant dans  $s(t)$  sont largement séparés entre eux, petite déviation d'alignement de temps rend les échos pratiquement orthogonaux.

Alors après quelque manipulation, on aura:

$$\log[\Lambda(\tilde{r}, \tilde{\dagger})] = 2 \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l \sum_{k=0}^{M-1} z_k(\tilde{\dagger}_l, a_k) - ME_b \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l^2 \quad (\text{III.15})$$

où  $E_b$  représente l'énergie de  $b(t)$  :

$$E_b = \int_0^{N T_f} b^2(t) \quad (\text{III.16})$$

et  $z_k(\tilde{\mathfrak{F}}_l, a_k)$  représente la réponse du filtre adapté  $b(-t)$  aux  $t = kN_f T_f + \delta a_k + \tilde{\tau}_l$

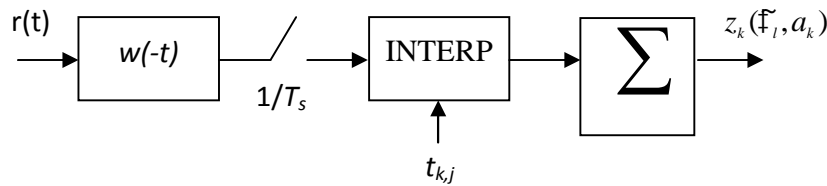
$$z_k(\tilde{\mathfrak{F}}, a_k) = [r(t) \otimes b(-t)]_{t=kN_f T_f + \delta a_k + \tilde{\tau}_l} \quad (\text{III.17})$$

où  $\otimes$  est l'opération de convolution

A partir de la relation (III.15) il est clair que  $\{z_k(\tilde{\mathfrak{F}}_l, a_k)\}$  sont statistiques suffisantes pour calculer le Maximum de vraisemblance (MV) afin d'estimer  $(\tilde{\mathfrak{F}}, a_k)$ .

On peut calculer toutes ces statistiques en remplaçant la relation (III.11) dans (III.17), Alors :

$$z_k(\tilde{\mathfrak{F}}_l, a_k) = \left[ \begin{array}{c} N_f - 1 \\ j=0 \end{array} [r(t) \quad w(-t)] \right]_{t=(kN_f + j)T_f + \delta a_k + \tilde{\tau}_l + c_j T_c} \quad (\text{III.18})$$



**Fig.III.05:** Calcul de statistiques suffisantes

Nous obtenons  $z_k(\tilde{\mathfrak{F}}_l, a_k)$  par la corrélation entre  $r(t)$  et le filtre adapté conformé avec la forme de l'impulsion monocycle gaussien et en échantillonnant aux intervalles :

$$t_{k,j} = (kN_f + j)T_f - \delta a_k - \tilde{\tau}_l - c_j T_c \quad 0 \leq j \leq N_f - 1$$

En pratique la sortie du filtre est échantillonnée avec un temps d'échantillonnage approprié  $1/T_s$  et ensuite s'arrive l'opération d'interpolation indiquée dans la figure précédente.

En revenant à la relation (III.15), notre but est de maximiser  $\log[\Lambda(\tilde{\mathfrak{F}}, \mathfrak{F})]$  qui est en fonction de  $\tilde{\mathfrak{F}}$  et  $\mathfrak{F}$ . Ceci peut être fait dans deux étapes. D'abord, nous varions  $\tilde{\mathfrak{F}}$  tout en maintenant  $\mathfrak{F}$  fixe. Si le maximum est trouvé à  $\tilde{\mathfrak{F}}(\mathfrak{F})$ , alors (deuxième étape) nous remplaçons le  $\tilde{\mathfrak{F}}$  par  $\tilde{\mathfrak{F}}(\mathfrak{F})$  dans  $\log[\Lambda(\tilde{\mathfrak{F}}, \mathfrak{F})]$  et recherchons le maximum du  $\log[\Lambda(\tilde{\mathfrak{F}}(\mathfrak{F}), \mathfrak{F})]$ .

Alors la première étape donne :

$$\tilde{r}_l = \frac{1}{ME_b} J(\tilde{f}_l) \quad 1 \leq l \leq Lc \quad (\text{III.19})$$

$$J(\tilde{f}) = \sum_{k=0}^{M-1} z_k(\tilde{f}, a_k) \quad (\text{III.20})$$

En substituant (III.19) dans (III.15) le problème réduit à maximiser :

$$\sum_{l=1}^{Lc} J^2(\tilde{f}_l) \quad (\text{III.21})$$

Lorsque le maximum de (III.21) est trouvé en maximisant chaque terme dans la somme, notre problème réduit à rechercher les endroits (retards) où on a un maximum dans  $J(\tilde{f})$ , Une fois qu'ils sont trouvés, les gains de multi-trajet suivent la relation (III.19).

Après avoir estimé les paramètres du canal UWB on représente l'erreur d'estimation sous forme de l'erreur quadratique moyenne EQM donnée par les deux relations suivantes :

$$EQM_{\dagger} = \frac{\sum_{l=1}^{Lc} (\dagger_l - \tilde{f}_l)^2}{Lc} \quad (\text{III.22})$$

$$EQM_r = \frac{\sum_{l=1}^{Lc} (r_l - \tilde{r}_l)^2}{Lc} \quad (\text{III.23})$$

### III.4.2 Estimation Autodidacte (Non Data Aided)

Nous étudions ici l'estimation du canal en basant sur l'estimation précédente quand les symboles reçus sont inconnus (Non Data Aided (NDA)). En faisant face à ce problème, nous adoptons toujours une approche de ML mais, comme nous verrons à la fin, nous faisons supposer une faible SNR pour simplifier l'algorithme. Le déroulement est comme on a vu précédemment, sauf que les symboles sont maintenant vus comme des paramètres inconnus.

Alors les symboles  $a_k = (a_1, a_2, \dots, a_{M-1})$  sont inconnus, la fonction de vraisemblance est donnée par [26]:

$$\Lambda(\tilde{r}, \tilde{f}) = \int \Lambda(\tilde{a}, \tilde{r}, \tilde{f}) p(\tilde{a}) d\tilde{a} \quad (\text{III.24})$$

Les valeurs de  $a_k$  sont indépendants et prennent la valeur zéro et un avec la même probabilité, on a que :

$$p(\tilde{a}) = \prod_{k=0}^{M-1} \frac{[u(\tilde{a}_k) - u(\tilde{a}_k - 1)]}{2} \quad (\text{III.25})$$

Où  $u(\tilde{a})$  est l'impulsion de Dirac.

En raisonnant sur l'estimation par DA précédente on aura :

$$\Lambda(\tilde{a}, \tilde{r}, \tilde{f}) = \exp \left\{ \frac{1}{N_0} \left[ 2 \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l \sum_{k=0}^{M-1} z_k(\tilde{f}_l, \tilde{a}_k) - ME_b \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l^2 \right] \right\} \quad (\text{III.26})$$

Cette relation peut s'écrire par :

$$\Lambda(\tilde{a}, \tilde{r}, \tilde{f}) = \exp \left\{ \frac{-ME_b}{N_0} \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l^2 \right\} \times \prod_{k=0}^{M-1} \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l z_k(\tilde{f}_l, \tilde{a}_k) \right\} \quad (\text{III.27})$$

À partir la relation (III.24) on a que :

$$\Lambda(\tilde{r}, \tilde{f}) = \exp \left\{ \frac{ME_b}{N_0} \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l^2 \right\} \prod_{k=0}^{M-1} \left[ \frac{1}{2} \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l z_k(\tilde{f}_l, 0) \right\} + \frac{1}{2} \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l z_k(\tilde{f}_l, 1) \right\} \right] \quad (\text{III.28})$$

L'inconvénient avec cette expression est que la maximisation se comprend des calculs très intense puisqu'elle exige une recherche numérique à travers un espace multidimensionnel engendré par  $(\tilde{r}, \tilde{f})$ .

D'ailleurs, car la surface  $\Lambda(\tilde{r}, \tilde{f})$  pourrait faire paraître beaucoup de maximums incorrects, et l'estimation ne sera pas possible avec toutes ces complexité et des dégradations dramatiques dans l'exécution du récepteur, ceci peut occasionner une estimation très lourde. Alors des suppositions sont nécessaires pour éviter ces obstacles

Dans un premier temps, nous choisissons de maximiser  $\log[\Lambda(\tilde{r}, \tilde{f})]$  plutôt que  $\Lambda(\tilde{r}, \tilde{f})$ , de (III.28), alors nous avons :

$$\log[\Lambda(\tilde{r}, \tilde{f})] = \frac{-ME_b}{N_0} \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l^2 + \sum_{k=0}^{M-1} \log \left[ \frac{1}{2} \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l z_k(\tilde{f}_l, 0) \right\} + \frac{1}{2} \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l z_k(\tilde{f}_l, 1) \right\} \right] \quad (\text{III.29})$$

Nous supposons également que le SNR est faible, donc l'approximation suivante peut être faite dans (III.29) :

$$\log\left[\frac{1}{2}\exp\{2x\} + \frac{1}{2}\exp\{2y\}\right] \approx x + y \quad |x|, |y| \ll 1 \quad (\text{III.30})$$

par conséquent, la relation (III.29) peut s'écrire comme suite :

$$\log[\Lambda(\tilde{r}, \tilde{f})] \approx 2 \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l \sum_{k=0}^{M-1} \frac{z_k(\tilde{f}_l, 0) + z_k(\tilde{f}_l, 1)}{2} - ME_b \sum_{l=1}^{L_c} \tilde{r}_l^2 \quad (\text{III.31})$$

Cette dernière relation est importante et semblable à la relation (III.15) de l'estimation au sens de DA. En fait les deux équations sont identiques, à condition que  $z_k(\tilde{f}_l, a_k)$  en (III.15) est remplacée par  $\left[ \frac{z_k(\tilde{f}_l, 0) + z_k(\tilde{f}_l, 1)}{2} \right]$ .

Il est nécessaire de noter que la méthode de maximisation développée plus tôt au sens de DA est encore valide avec la modification mineure indiquée. Le but de l'approximation est de nous permettre de passer de (III.29) à (III.31) en simplifiant nettement l'algorithme d'estimation [26].

### III.5 Simulations et Interprétations des Résultats

Comme il est déjà mentionné précédemment. Nous aborderons le problème de l'estimation du canal en détail, et avant tout, il est nécessaire de noter les suppositions prises en considération pendant toutes les simulations, à la lumière de la plupart des travaux [26, 27, 28], on a fait deux suppositions qui sont :

- Le temps d'arrivé du premier trajet est connu.
- Une synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur.

Afin d'assurer une estimation réaliste des modèles (CM1, CM2, CM3, CM4) reflétant la réalité, on fera l'estimation à travers 100 réalisations pour chaque modèle du canal IEEE.

#### III.5.1 Paramètres de simulation

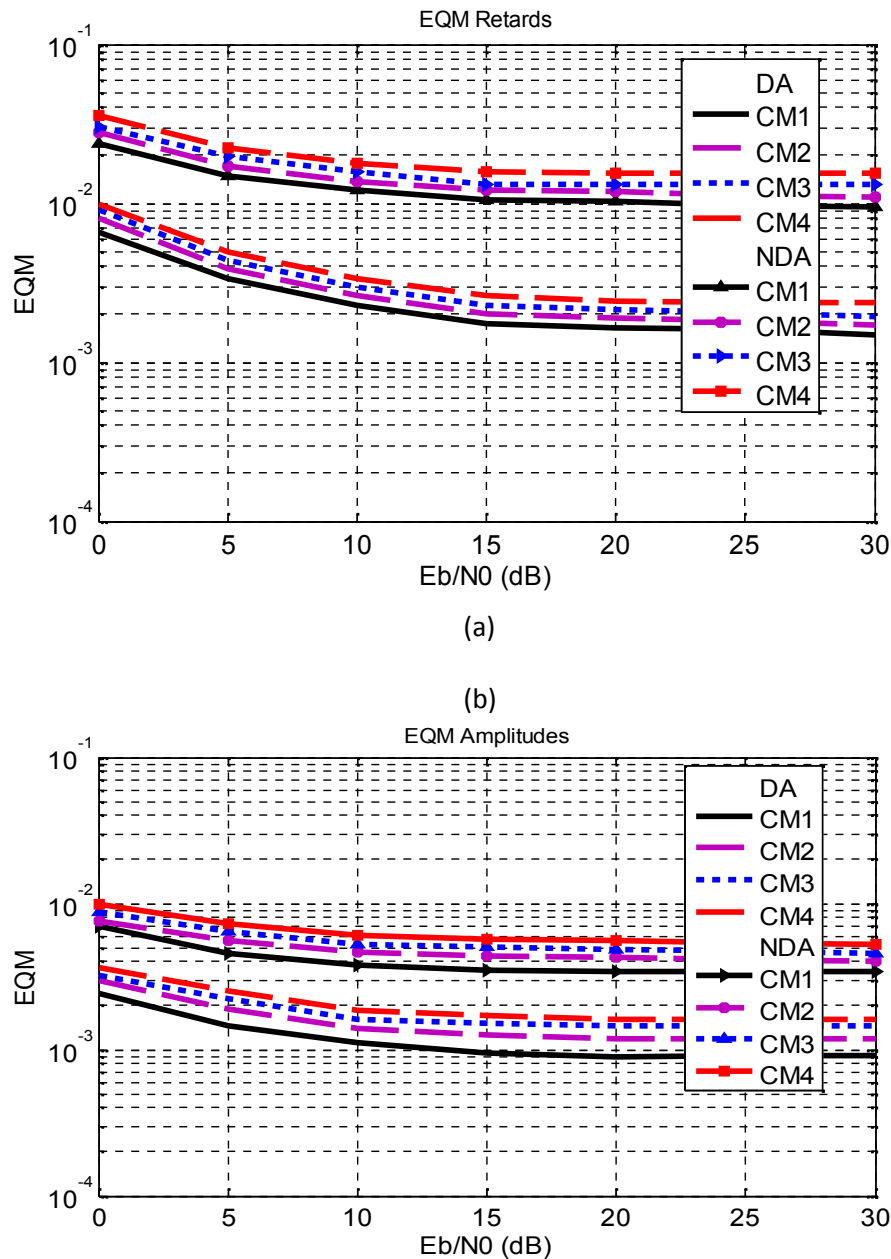
Le signal UWB qui est modulé en PPM et construit à travers TH-UWB comprend les paramètres suivants :

- Débit de transmission est 50Mbps
- Nombre de trame dans un symbole  $N_f=2$  (un symbole correspond un bit ici)

- Nombre de chips dans une trame  $N_c=10$  Alors,  $\tilde{c}_n(j)$  qui est le code de saut temporel THC associé à l'utilisateur  $n$ , à valeurs entières dans  $\{0, N_c-1\}$  et périodique de période  $P_{\tilde{c}} = N_f$
- Energie du signal  $E_n$  est normalisée à "1"
- Durée de l'impulsion est  $T_w = 0.2ns$
- Facteur de modulation delta,  $\delta = 0.2ns$
- Fréquence d'échantillonnage est 25 GHz
- Longueur de la séquence d'estimation  $M=100$  bit.

### III.5.2 Erreur d'estimation du canal

Après avoir estimé le canal de transmission selon les deux contextes supervisé (DA) et autodidacte (NDA). Nous représentons l'erreur quadratique moyenne EQM de l'estimation du canal en fonction du rapport signal sur bruit RSB, en terme d'amplitudes et retards respectivement, où le RSB est représenté ici sous forme  $E_b/N_0$  (l'énergie d'un bit sur l'énergie moyenne du bruit), comme l'indique les deux figures (III.06.a) et (III.06.b).

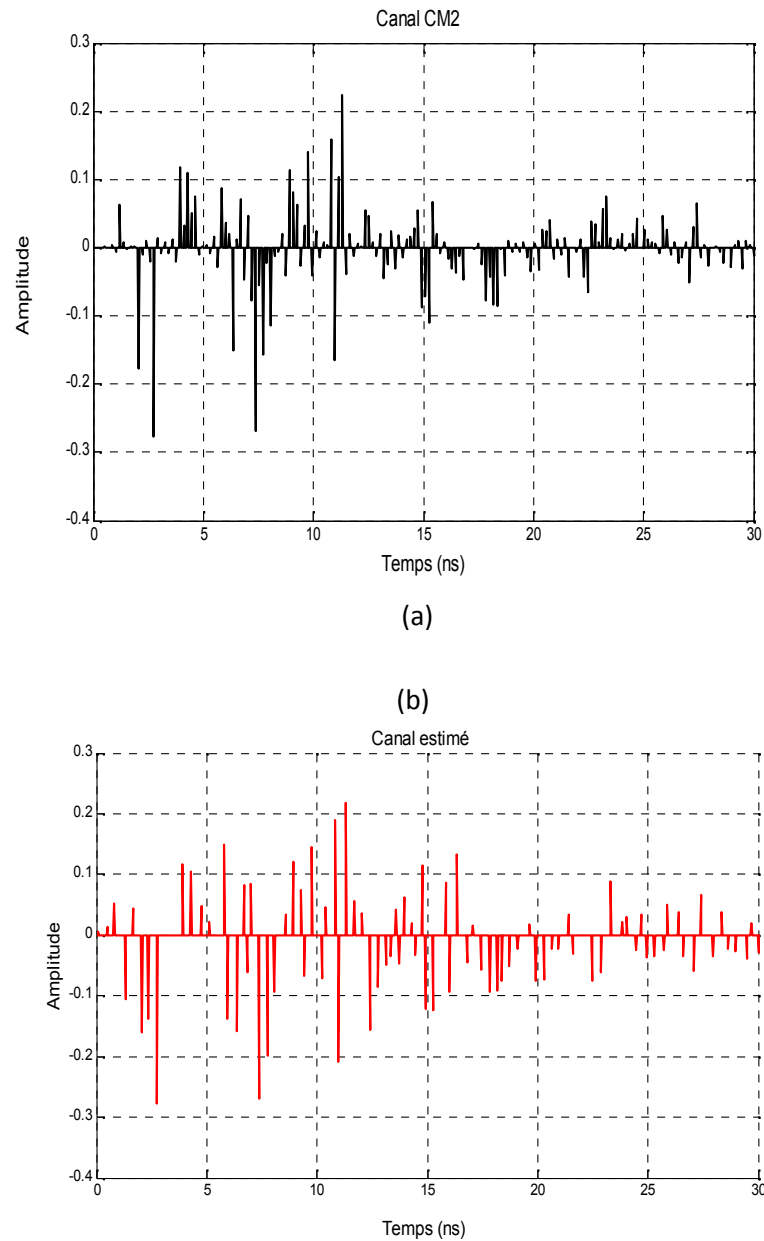


**Fig.III.06:** Erreur quadratique moyenne en fonction du RSB,

a) en amplitudes b) en retards

On constate bien que l'erreur quadratique moyenne de l'estimation du canal pour les amplitudes est bien estimée par rapport aux retards. Ainsi, on peut remarquer une grande différence entre les deux contextes d'estimation. L'estimation supervisée garde une meilleure estimation par rapport à celle qui utilise l'autodidacte, de tel sorte que pour l'estimation des amplitudes, la différence entre les deux contextes en terme de l'EQM est à l'environ de  $2,5 \cdot 10^{-3}$  et pour l'estimation des retards est à l'environ de  $8 \cdot 10^{-3}$ . On remarque aussi qu'à partir d'un RSB=15dB, l'estimation reste constante.

Les figures (III.07 .a) et (III.07 .b), représentent un exemple d'une réalisation générée par le modèle CM2 et le canal estimé qui lui correspond respectivement, avec un RSB=20dB. Il est clair que la plus part des trajets reçus sont résolus après l'estimation.

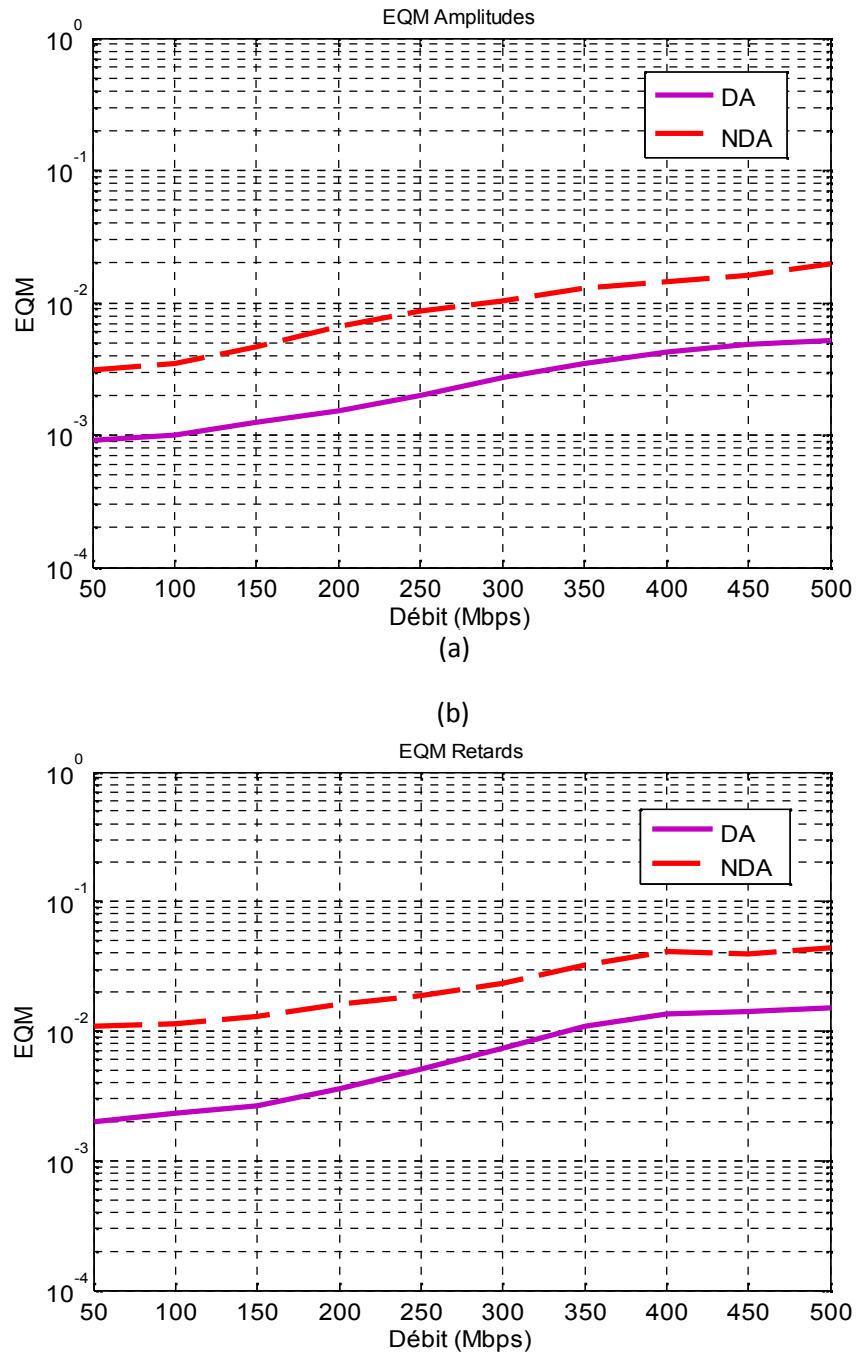


**Fig.III.07:**a) Une réalisation par le modèle CM2.

b) Le canal estimé.

### III.5.3 Influence du débit de transmission

On représente dans les figures (III.08.a) et (III.08.b), l'erreur quadratique moyenne pour le modèle du canal CM1 en fonction du débit de transmission, en termes d'amplitudes et retards respectivement. On remarque que l'EQM augmente avec une variation presque constante dans les deux contextes.



**Fig.III.08:**EQM de l'estimation du canal (CM1) en fonction du débit de transmission, avec un RSB=20dB. a) en amplitudes b) en retards

### III.6 Conclusion

On a vu dans ce chapitre, la nécessité d'estimer le canal de transmission qui est considéré un problème majeurs qui peuvent être rencontrés dans les systèmes de communication UWB. Par conséquent, on a évalué les atténuations et les retards des multi-trajets afin de les utiliser au niveau de récepteur rake, et pour but de compenser le canal radio UWB et corriger les signaux affecté par le canal. Pour cet effet, deux contextes d'estimation (supervisé (DA) et autodidacte (NDA)) ont été envisagé ici à travers l'estimateur maximum de vraisemblance.

## CONCLUSION GENERALE

Ce travail s'inscrit dans le cadre de l'estimation du canal radio UWB. L'objectif principal est d'estimer et de compenser le canal souffrant des multi-trajets. Cette estimation est rendue difficile du fait que la durée de l'impulsion dans un signal en UWB est de l'ordre de quelques nanosecondes, ce qui implique la sensibilité aux différents obstacles qui présentent des dimensions de l'ordre de millimètre. Ces obstacles sont alors les causes des multi-trajets.

Pour faire face à ces défis, on a exploité la diversité temporelle à travers le récepteur rake, afin de rassembler toute l'énergie du signal émis. De tel sorte que, le problème de multi-trajets au lieu d'être un facteur négatif sur la communication, il devient un bénéfice majeur pour nous faire augmenter le rapport signal sur bruit. Cependant, le récepteur rake nécessite la connaissance du canal de transmission représenté par les atténuations et les retards de multi-trajets, à travers une étape d'estimation qui est le problème adressé dans ce travail.

Dans un premier temps, on a présenté un aperçus succinct sur la technologie UWB et les différentes régulations imposées par la FCC (*Federal Communications Commission*) sur le Masque fréquentiel des signaux UWB. Aussi bien, une étude concernant le système de communication UWB qui utilise l'accès multiple par répartition de codes de saut temporel TH-UWB a été introduite.

Ensuite, une modélisation du canal UWB a été détaillée en se basant sur le modèle standard de l'IEEE 802.15.3a qui destiné pour la technologie UWB haut débit, et à courte distance.

Le dernier chapitre, dans le but d'estimer le canal de transmission et de corriger les signaux reçus, deux contextes d'estimation à base d'un estimateur du maximum de vraisemblance ont été étudiés (contexte supervisé (DA) et autodidacte (NDA)).

Ensuite, quelques simulations et interprétations des résultats ont été faites, afin de valider cette étude. Où on a fait des évaluations concernant l'estimation des canal IEEE802.15.3a en terme de l'Erreur Quadratique Moyenne, tout en utilisant la modulation de base PPM pour un utilisateur désiré, et avec un débit binaire égal à 50Mbps.

Enfin, les résultats obtenus mettent en évidence que l'estimation supervisée a donné des meilleures performances que l'estimation autodidacte. En résumant l'influence de différents paramètres sur l'EQM de l'estimation du canal par les points suivants :

- Plus l'ordre du modèle augmente plus l'estimation est mauvaise.
- Le débit de transmission influe négativement sur l'EQM.

Comme perspectives, dans la continuité de ce travail, nous envisageons :

- ✓ Une validation expérimentale des résultats de simulation.
- ✓ Utilisation d'un autre système de communication DS-UWB afin de le comparer avec TH-UWB.
- ✓ Apport de plus d'améliorations aux modèles de canal IEEE comme l'effet Doppler et la dispersion angulaire pour les rendre plus réalistes.

# Références Bibliographiques

---

- [1] T. W. Barrett, "history of ultra wideband radar and communications : pioneers and innovators", in Progress in Electromagnetics Symposium, Cambridge, MA, USA, juillet 2000.
- [2] S.Mebaley Ekome, Etude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN, l'université de HAL, Subite on 19 Mar 2013.
- [3] R. J. Fontana. Recent applications of ultra wideband RADAR and communications systems.
- [4] P. II. Withington and L. Fullerton. An impulse radio communications system .in Proc. of the International. Conference.on Ultra-Wide Band, Short PulseVElectromagnetics, Brooklyn NY, USA, pages 113-120, Oct. 1992.
- [5] R. A. Scholtz. Multiple Access with Time-Hopping Impulse Radio. Proc. of the IEEE Milcom Conference, Boston, MA, USA, pages 447-450, Oct. 1993.
- [6] Federal Communications Commission. Revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems, first report and arder .ETDocket 98-153, FCC, Washington, DC, Fevrier 2002.
- [7] M.Terré et les équipes de Thalès Communication (Gennevilliers), du centre de recherche Mitsubishi (Rennes), de l'Institut Eurecom (Sophia Antipolis) et du CNAM (Paris), «Communication en ultra large bande (UWB)», Séminaire CNFRS/URSI.
- [8]M.BELMEKHFI Ahmed ,M.AMEUR Amine, "Caractérisation et performancedes Antennes U.W.B" ,page 2
- [9]F.SALEM BAHRI.Contribution à l'étude des systèmes ultrawideband différentiels;Page 8, Mai. 2009
- [10] F. C. Commission, "Technical requirements for indoor uwb systems," Code of Federal Regulations, Tech. Rep., October 2002.
- [11] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, and B. Uguen, Communications Ultra Large Bande, Le canal de propagation radioelectrique, Lavoisier, Ed. Hermes Science,2007.
- [12]P. Pagani, "Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte ultra large bande," Ph.D. dissertation, INSA Rennes, Novembre 2005.
-

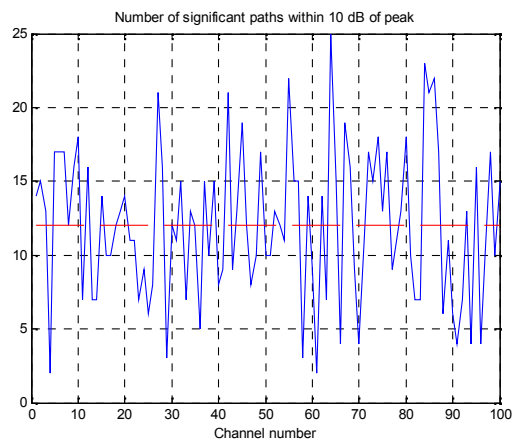
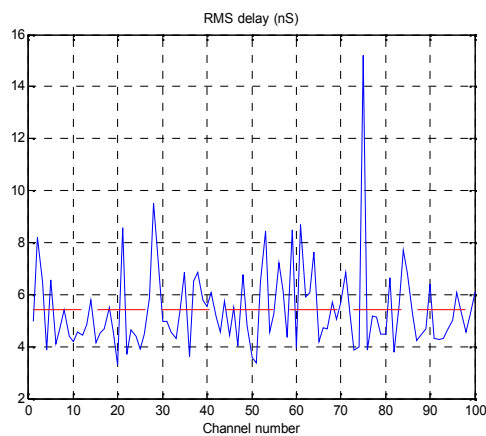
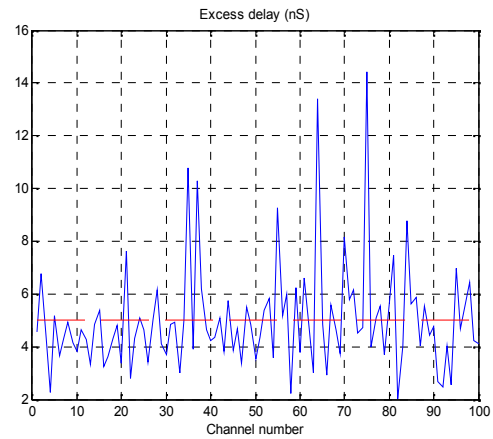
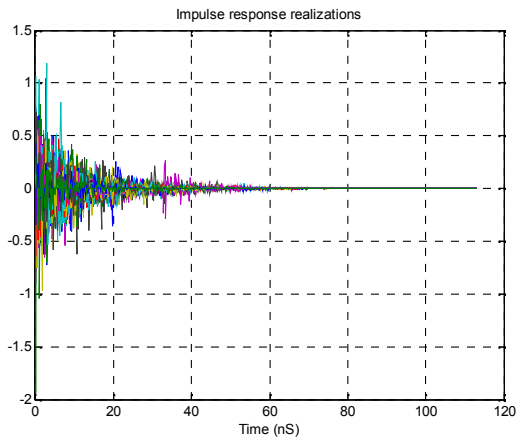
- [13] ECC/DEC/(06)12, "ECC Decision of 01 December 2006 amended 31 October 2008 on supplementary regulatory provisions to ECC/DEC/(06)04 for UWB devices using mitigation techniques," Electronic Communication Committee, October 2008.
- [14] B. Miscopain, "Systèmes uwb impulsions noncohérents pour les réseaux de capteurs : coexistence et coopération," Ph.D. dissertation, INSA Lyon, Mai 2010.
- [15] I. Oppermann, H. Matti and I. Jari, "UWB Theory and Applications," John Wiley & Sons, Inc. 250 p, 2004
- [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] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, and B. Uguen, Communications Ultra Large Bande, Le canal de propagation radioélectrique, Lavoisier, Ed. Hermes Science, 2007.
- [18] M. AYYASH, Étude d'un Système d'Acquisition Rapide de Signaux UWB à Très Large Bande en Milieu Minier Souterrain, Mai, 2013, page 22,25.
- [19] Saleh, A. et Valenzuela, R. (1987). A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, 5(2):128–137.
- [20] Adel A. M. Saleh et REINALDO A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE Journal on selected Areas in COMMUNICATIONS. VOL. SAC-5. NO. 2. FEBRUARY 1987.
- [21] Yvan DUROC , CONTRIBUTION AU DEVELOPPEMENT DE MODELES ORIENTES SYSTEME POUR LES ANTENNES DES COMMUNICATIONS ULTRA LARGE BANDE , page 20,23 avril 2007.
- [22] A.T. Hamza , T. Yahia , caractérisation et modélisation du canal de propagation UWB , institut des télécommunications d'Oran abdelhafid boussouf , juin 2007.
- [23] J. R. Foerster, "Channel modeling sub-committee report (final)," Tech. Rep. P802.15-02/490rl-SG3a, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Feb. 2003
- [24] M.Z. Win and R.A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications," IEEE Trans. Commun , vol. 48, pp. 679–691, Apr. 2000.
- [25] F. Ramirez-Mireles and R. A. Scholtz, "Multiple Access Performance Limits with Time-Hopping And Pulse-Position Modulation," International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), pp. 529-533 , 1998
- [26] V. Lottici, A. D'Andrea and U. Mengali, "Channel Estimation for Ultrawideband Communications," IEEE J. Select. Area. Commun, vol. 20, no. 9, pp. 1638-1645, Dec. 2002.
- [27] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the Energy Capture of Ultrawide Bandwidth Signals on Dense Multipath Environments," IEEE Communications Letters, vol. 2, no. 9, p 245-247, Sep. 1998.
-

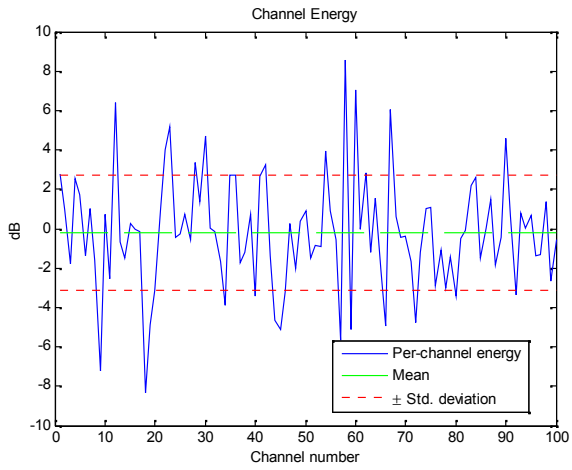
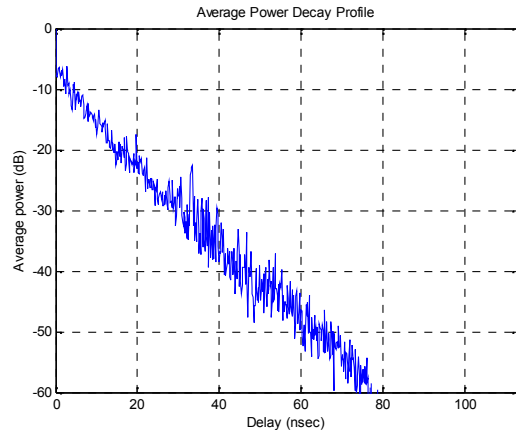
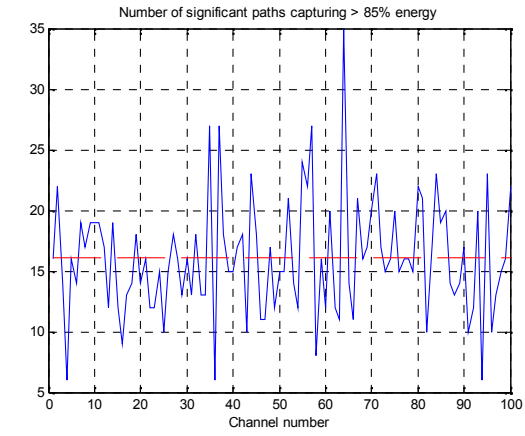
- [28] I. Maravic and M. Vetterli, "Low-Complexity Subspace Methods for Channel Estimation and Synchronization in Ultra-Wide Band Systems," International Workshop on Ultra-Wide Band (IWUWB), May 2003.
- [29] S. Ghendir, et al, "High Bit Rate UWB Communication in Dense Multipath Channels," Latest Trends on Communications, Austria, pp. 74-79, mar 2015.
- [30] M.Z. Win and R.A. Scholtz, "Impulse Radio: How it Works," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, pp. 10–12, Jan. 1998.
-

# Annexe

## 1. Illustration des caractéristiques du canal

Les figures suivantes sont extraites du programme de simulation du modèle de canal IEEE 802.15.3a. Elles illustrent les caractéristiques du modèle CM1 (LOS pour une distance de 0 à 4 m) obtenues en moyennant les résultats pour 100 réalisations de canaux.





## 2. Tableau Comparatif des Technologies Sans Fil

La technologie UWB offre des possibilités pour appuyer les réseaux sans fil à courte portée et de faible puissance, par exemple WPAN. D'autres technologies d'accès sans fil, par exemple les technologies Wifi et Bluetooth, pourraient servir à des fins similaires. Le tableau 1 montre une comparaison entre la technologie UWB et d'autres technologies sans fil.

Technologie	Débit de données	Portée (m)	Bande de fréquences	Puissance (p.i.r.e.) ( <u>Renvoi 1</u> )	Modulation	Application	Spécification
<b>UWB</b>	>100 Mbit/s	~ 15	3,1–10,6 GHz	≤ -41,3 dBm/MHz	PPM, etc.	WPAN	IEEE 802.15.3a ( <u>Renvoi 2</u> ) PAN à débits de données élevés
<b>UWB</b>	>500 kbit/s	~ 10	3,1–10,6 GHz	≤ -41,3 dBm/MHz	PPM, etc.	WPAN	IEEE 802.15.4a ( <u>Renvoi 2</u> )
<b>Bluetooth</b>	700 kbit/s	~ 15	ISM 2.4 GHz	Classe 1 : 20 dBm Classe 2 : 0 dBm	GMSK	WPAN	IEEE 802.15.1
<b>WiFi</b>	Jusqu'à 54 Mbit/s	~ 50	5 GHz	Max. 200 mW jusqu'à 1 W	BPSK, 16-QAM QPSK, 64-QAM	RLAN	IEEE 802.11a Rec. UIT-R M.1450
	Jusqu'à 11 Mbit/s	~100	ISM 2.4 GHz	Max. 100 mW jusqu'à 2 W	CCK (étalement 8 éléments complexes)	RLAN	IEEE 802.11b Rec. UIT-R M.1450 ETSI EN 300 328
	Jusqu'à 54 Mbit/s	~100	ISM 2.4 GHz	Max. 100 mW jusqu'à 2 W	BPSK, 16-QAM QPSK, 64-QAM	RLAN	IEEE 802.11g ETSI EN 300 328

## **Renvois**

1. Les limites de puissance des applications UWB sont définies sous forme de densité spectrale de puissance (dBm/MHz).
2. L'IEEE élabore actuellement des normes sur les réseaux personnels sans fil (WPAN) UWB et sur d'autres applications UWB.