

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ 8 MAI 1945 GUELMA
FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS



THÈSE

présentée pour obtenir le diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité :

Électronique et Télécommunications

par

Djamel ABED

**Contribution à la Minimisation des Interférences dans
les Communications Ultra-Large Bande**

Soutenue le 2014

Devant le Jury composé de :

Président :	Pr. BOUKROUCHE Abdelhani	Université 8 mai 1945 Guelma
Rapporteur :	Pr. REDADAA Salah	Université 8 mai 1945 Guelma
Examinateurs :	Pr. BENATIA Djamel	Université de Batna
	Pr. FORTAKI Tarek	Université de Batna

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée au sein du laboratoire des Télécommunications (LT) de l'Université 8 mai 1945 Guelma avec un séjour doctoral au Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (LCIS) de l'Institut National Polytechnique (INP) de Grenoble, France.

Ma reconnaissance s'adresse, en premier lieu, à mon directeur de thèse, Monsieur Salah REDADAA Professeur à l'Université 8 mai 1945 Guelma, pour m'avoir confié le sujet de cette thèse qu'il a dirigé avec intérêt. Et aussi pour la confiance qu'il m'a accordée tout le long de mes travaux de recherche. Je le remercie vivement pour son encadrement et les nombreuses discussions que nous avons eues ensemble tout au long de ma thèse.

Je suis redevable au Professeur Smail TEDJINI, Chef de l'équipe ORSYS du laboratoire LCIS de Grenoble INP, mon responsable de stage, pour son aide précieuse pendant mon séjour doctoral et de m'avoir fourni de bonnes conditions de travail. Je le remercie aussi pour ses remarques très pertinentes sur les résultats expérimentaux de cette thèse. J'exprime toute ma gratitude à Madame Darine KADDOUR, Maître de Conférences à l'ESISAR-LCIS pour son aide et son soutien durant la réalisation et les mesures des prototypes.

Je remercie Monsieur Abdelhani BOUKROUCHE, Professeur à l'Université 8 mai 1945 Guelma, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury. Je remercie également Monsieur Djamel BENATIA, Professeur à l'Université de Batna, ainsi que, Monsieur Tarek FORTAKI, Professeur à l'Université de Batna, de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury de cette thèse.

Mes remerciements vont aussi à l'Université 8 mai 1945 Guelma, ainsi qu'au Département d'Electronique et Télécommunications pour leur investissement dans ma formation. J'adresse mes remerciements à mes chers collègues, thésards et aux personnels de département et de LT Guelma.

J'exprime ma profonde gratitude aux personnels de l'ESISAR-LCIS pour le soutien qu'ils m'ont constamment apporté pendant mon séjour doctoral, et en particulier : Madame Florence GALLI, Monsieur Cédric CARLOTTI, Madame Jennyfer DUBERVILLE et Madame Carole SEYVET.

Je réserve une reconnaissance particulière à ma mère, qui m'a encouragée à entreprendre ce chemin, ainsi que ma femme, pour leur compréhension et leur soutien souvent indispensable le long d'une thèse. Merci également à mes amis qui m'ont encouragé à finir ce travail : Ali, El-hadi, Farouk, Ibrahim, Salah, Yazid . . .

Djamel ABED
Guelma, le 16 Février 2014

Résumé

Dans cette thèse, nous avons présenté, dans un premier temps, une modélisation de l'interférence multi-utilisateur dans les systèmes de communications TR-UWB. En fait, dans la plupart de ces systèmes, la conception des récepteurs est basée sur l'Approximation Gaussienne Standard (SGA) pour modéliser l'interférence multi-utilisateur (MUI). Il s'agit d'une hypothèse utilisée dans la plupart des systèmes multi-utilisateur NB et WB, où la MUI tend vers un processus Gaussien par le théorème de la limite centrale, par suite la convergence est relativement rapide par rapport au nombre d'utilisateurs. Nous avons montré l'imprécision de l'approximation " SGA " pour la modélisation de la MUI dans les systèmes TR-UWB destinés aux applications à courte portée où le nombre d'utilisateurs actifs est relativement faible. D'autre part, le modèle statistique de Middleton classe-A a été validé comme le modèle le plus approprié pour la modélisation de la MUI dans ces systèmes. Une expression en forme close pour la fonction densité de probabilité (PDF) de système TR-UWB, sous la MUI et un bruit blanc Gaussien additif (AWGN), a été développée. La modélisation a été élargie à l'existence d'une source d'interférence impulsive où un processus de type Alpha-Stable-Symétrique a été utilisé pour modéliser cette interférence. La PDF correspondante à ce scénario (MUI, AWGN et interférence impulsive) a été développée. Les résultats de développement analytiques sont confirmés et validés par des simulations numériques.

En suite, nous avons proposé des configurations d'antennes monopôle et à fente originales alimentées par une ligne microstrip ou par un guide d'onde coplanaire (CPW) adaptées aux systèmes de communications sans fil UWB. Les antennes proposées ont été conçues pour fonctionner dans la bande UWB (3.1 – 10.6 GHz) avec une caractéristique de filtrage dans la bande WiMAX et/ou WLAN. Cette fonction de filtrage a été réalisée par l'insertion d'un filtre coupe-bande sous forme d'une fente ou un élément parasite dans la structure de l'antenne. L'avantage de cette approche est que le filtre coupe-bande est intégré directement dans la structure de l'antenne sans aucun espace additionnel. Afin de démontrer l'efficacité des antennes proposées, les résultats de simulation numérique sont validés par des mesures expérimentales d'adaptation et de rayonnement dans une chambre anéchoïque.

Mots clés : communications Ultra-large bande (UWB), canal UWB, systèmes TR-UWB, modélisation d'interférence, interférence multi-utilisateur, annulation d'interférence, antenne UWB, antenne UWB à sous-bande coupée.

Abstract

This thesis is devoted to the modeling/suppression of multi-user interference in TR-UWB systems. In fact, in most communications TR-UWB systems, receivers use Standard Gaussian Approximation (SGA) to model the Multi-User Interference (MUI). It is an assumption used in most multi-user NB and WB systems, where the MUI tends to a Gaussian process by the central limit theorem and the convergence result is relatively fast compared to the number of users. In this work, we showed the inaccuracy of the approximation "SGA" for modeling the MUI in TR-UWB systems for short range applications where the number of active users is relatively small. Furthermore, the statistical model of Middleton class-A has been validated as the most appropriate model for the MUI in TR-UWB systems. A closed-form expression for the Density Probability Function (PDF) of TR-UWB system under the MUI and Additive White Gaussian Noise (AWGN), has been developed. The Modeling has been extended to the existence of impulsive interference, where Symmetric-Alpha-Stable was used as model. The PDF corresponds to this scenario (MUI, AWGN and impulsive interference) has been developed. The developed analytical results are confirmed and validated by numerical simulations.

In the second part of this thesis, novel configurations of microstrip/CPW-fed monopole and slot antennas are proposed for UWB wireless communication systems. The proposed antennas are designed to operate in the UWB band (3.1-10.6 GHz) with filtering characteristic in the WiMAX and/or WLAN band. This filtering function was performed by inserting a notch filter (slot or a parasitic element) in the antenna structure. The advantage of this approach is that the notch filter is integrated directly in the antenna structure without an additional space. To demonstrate the effectiveness of the proposed antennas, numerical simulation results are validated by experimental measurement of adaptation and radiation in an anechoic chamber.

Key words : Ultra-wideband (UWB) communications, UWB channel, TR-UWB systems, interference modeling, multi-user interference, interference suppression, UWB antenna, notched-band UWB antenna.

Introduction Générale

La technologie Ultra-Large Bande (UWB) utilisée depuis le milieu des années 1960 dans des applications de type radar, connaît un spectaculaire développement depuis qu'en 2002 la FCC, organe de régulation américain, a autorisé notamment l'utilisation gratuite de la bande de fréquence [3.1 – 10.6GHz] pour les communications sans fil. Rapidement, la technologie UWB est alors apparue comme la solution pour pouvoir atteindre le " Graal " des réseaux personnels sans fil (WPAN), car permettant des débits très élevés, avec une faible consommation énergétique.

La technique de transmission radio impulsionnelle ultra large bande (IR-UWB) issue du monde du radar et de la recherche militaire est une candidate intéressante pour les réseaux UWB-WPAN. Le principe de la IR-UWB repose sur l'émission des impulsions très brèves directement en bande de base. Ce principe de transmission permet de recourir à des architectures d'émission/réception simplifiées ayant un faible coût. Une caractéristique remarquable de la radio IR-UWB est la grande largeur de bande qui peut aller de plusieurs centaines de MHz à quelques GHz. Cette caractéristique assure une robustesse dans les environnements de propagation sévères.

Face aux très nombreux travaux et publications sur les différentes thématiques liées à la IR-UWB, l'objectif de ces travaux de thèse qui ont été effectués au sein de LT Guelma était de pouvoir contribuer à l'amélioration de la couche physique IR-UWB. Ainsi notre étude a porté sur la modélisation de cette couche dans un contexte multi-utilisateurs. Une attention a été apportée sur la modélisation d'un système TR-UWB dans un contexte de canal UWB avec un récepteur non-cohérent en présence d'interférences multi-utilisateur et impulsive. La deuxième partie de thèse est consacrée à la suppression de l'interférence due aux systèmes de communications WiMAX/WLAN. La présentation des travaux s'articule autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre présente un état global sur les intérêts de la technologie UWB et le problème de la réglementation du spectre en décrivant les différentes catégories de systèmes UWB ainsi que les standards IEEE de cette technologie.

Le second chapitre traite, dans un premier temps, la forme de l'impulsion UWB élémentaire ainsi que la modélisation des émetteurs utilisés pour les communications IR-UWB (TH-UWB, DS-UWB et TR-UWB) avec les différentes techniques de modulation. La deuxième partie de ce chapitre est réservée à la modélisation de canal de propagation UWB et à la présentation des récepteurs envisagés pour les communications IR-UWB.

Le troisième chapitre de ce manuscrit de thèse, qui représente une contribution originale, est consacré à la modélisation de l'interférence multi-utilisateur dans les systèmes TR-UWB. En fait, dans la plupart des systèmes de communications TR-UWB, les récepteurs utilisent

l'Approximation Gaussienne Standard (SGA) pour modéliser l'interférence multi-utilisateur (MUI). Il s'agit d'une hypothèse utilisée dans la plupart des systèmes multi-utilisateur, NB et WB où la MUI tend vers un processus Gaussien par le théorème de la limite centrale, par suite la convergence est relativement rapide par rapport au nombre d'utilisateurs. Dans ce travail, on a montré l'imprécision de l'approximation " SGA " pour la modélisation de la MUI dans les systèmes TR-UWB destinés aux applications à courte portée où le nombre d'utilisateurs actifs est relativement faible. D'autre part, le modèle statistique de Middleton classe-A a été validé comme le modèle le plus approprié pour la modélisation de la MUI dans ces systèmes. Une expression en forme close pour la fonction densité de probabilité (PDF) de système TR-UWB, sous la MUI et un bruit blanc Gaussien additif (AWGN) a été développée. La modélisation a été élargie à l'existence d'une source d'interférence impulsive où un processus de type Alpha-Stable-Symétrique ($S-\alpha-S$) a été utilisé pour modéliser cette interférence. La PDF correspondante à ce scénario (MUI, AWGN et interférence impulsive) a été développée. Les résultats de développement analytiques sont confirmés et validés par des simulations numériques.

Dans le quatrième chapitre, qui représente aussi une contribution originale, nous avons proposé des configurations d'antennes monopôle et à fente originales alimentées par une ligne microstrip ou par un guide d'onde coplanaire (CPW) adaptées aux systèmes de communications sans fil UWB. Les antennes proposées ont été conçues pour fonctionner dans la bande UWB (3.1 – 10.6 GHz) avec une caractéristique de filtrage dans la bande WiMAX et/ou WLAN. Cette fonction de filtrage a été réalisée par l'insertion d'un filtre coupe-bande sous forme d'une fente ou un élément parasite dans la structure de l'antenne. L'avantage de cette approche est que le filtre coupe-bande est intégré directement dans la structure de l'antenne sans aucun espace additionnel. Afin de démontrer l'efficacité des antennes proposées, les résultats de simulation numérique sont validés par des mesures expérimentales d'adaptation et de rayonnement dans une chambre anéchoïque.

Dans la conclusion, nous avons présenté une synthèse des travaux de cette thèse ainsi qu'une ouverture vers des perspectives futures des travaux à entreprendre.

Table des matières

Remerciements	iii
Résumé	iv
Abstract	vi
Introduction Générale	viii
Table des Matières	xi
Liste des Figures	xiii
Liste des Tableaux	xvii
Liste des Acronymes	xix
1 État de l'Art sur la Technologie UWB	3
1.1 Introduction	3
1.2 Un Peu d'Histoire	3
1.3 Définition du Signal UWB	4
1.4 Transmission du Signal UWB	5
1.4.1 La Technique Radio Impulsionnelle (IR-UWB)	5
1.4.2 La Technique Multi-bande (MB-OFDM)	5
1.5 Intérêts de la Technologie UWB	6
1.5.1 Haut-Débit	6
1.5.2 Simplicité des Systèmes	6
1.5.3 Fonctionnement avec un Faible SNR	7
1.5.4 Haute Performance dans un Canal Multi-Trajet	7
1.5.5 Pénétration des Matériaux	8
1.5.6 Faible PSD/Coexistence RF	8
1.5.7 Faible Sensibilité au Brouillage	8
1.5.8 Haute Sécurité	8

1.6	Réglementation du Spectre UWB	8
1.6.1	Réglementation de l'UWB aux États Unis	9
1.6.2	Réglementation de l'UWB en Europe	10
1.6.3	Réglementation de l'UWB en Asie	11
1.7	Différentes Catégories de Systèmes UWB	12
1.7.1	Systèmes de Communications	12
1.7.2	Réseaux Corporels (WBAN)	13
1.7.3	Systèmes d'Imagerie Médicale	13
1.7.4	Systèmes d'Imagerie à Travers les Murs	14
1.7.5	Systèmes de Surveillance Locale	14
1.7.6	Radar à Pénétration de Sol (GPR)	15
1.7.7	Systèmes Radar Véhiculaires	15
1.7.8	Systèmes de Localisation et de Poursuite	16
1.8	Les Standards UWB	16
1.8.1	La Norme IEEE 802.15.3a	16
1.8.2	La Norme IEEE 802.15.4a	18
1.9	Conclusion	18

2 Modélisation de la Couche Physique des Systèmes de Communications IR-UWB

		19
2.1	Introduction	19
2.2	Modélisation de l'Impulsion Élémentaire	19
2.3	Modulations Associées à l'IR-UWB	21
2.3.1	Modulation PAM	21
2.3.2	Modulation OOK	22
2.3.3	Modulation BPSK	22
2.3.4	Modulation PPM	23
2.4	Modélisation des Émetteurs IR-UWB	24
2.4.1	Modélisation du Signal TH-UWB	24
2.4.2	Modélisation du signal DS-UWB	27
2.4.3	Modélisation du signal TR-UWB	27
2.5	Modélisation du Canal UWB	30
2.5.1	Notion du Canal de Transmission	30
2.5.2	Présentation de Modèle IEEE 802.15.3a	31
2.5.3	Modélisation de l'Atténuation	32
2.5.4	Modélisation du Canal à Trajets Multiples	32
2.5.5	Valeurs des 4 Ensembles de Paramètres du Modèle	35
2.6	Modélisation des Récepteurs IR-UWB	37
2.6.1	Le Récepteur RAKE	38
2.6.2	Le Récepteur à Détection d'Énergie (ED)	39
2.6.3	Le Récepteur à Transmission de Référence (TR)	40
2.7	Conclusion	40

3	Modélisation de l'Interférence Multi-Utilisateur dans les Systèmes de communications TR-UWB	41
3.1	Introduction	41
3.2	Modélisation d'un Système TR-UWB Mono-Utilisateur	42
3.2.1	Modèle du Signal TR-UWB Transmis	42
3.2.2	Expression Analytique de BEP dans un Canal AWGN	44
3.2.3	Expression Analytique de BEP dans un Canal Multi-Trajet	46
3.3	Modélisation d'un Système TR-UWB Multi-Utilisateur	50
3.3.1	Modélisation de la Composante MUI	51
3.3.2	Modèle de Middleton Class-A	52
3.4	Modélisation d'un Système TR-UWB sous la MUI et l'Interférence Impulsive	55
3.4.1	Modélisation de l'Interférence Impulsive	55
3.4.2	PDF Analytique de Bruit-Interférence	56
3.5	Conclusion	59
4	Suppression de l'Interférence WiMAX/WLAN par des Antennes UWB à sous-Bandes Coupées	61
4.1	Introduction	61
4.2	Antennes Monopôle avec un Filtrage Coupe-Bande	62
4.2.1	Antenne UWB à sous-Bande Coupée	63
4.2.2	Résultats et Discussions	64
4.2.3	Antenne UWB à deux sous-Bandes Coupées	66
4.3	Antenne UWB à Fente en Marches d'Éscalier	69
4.3.1	Configuration de l'Antenne	70
4.3.2	Étude Paramétrique	71
4.3.3	Résultats et Discussions	73
4.4	Conclusion	79
5	Conclusion générale	81
A	Publications de l'Auteur	83
B	Calcul de la de $n^{\text{ième}}$ Convolution de $p_X(x)$	85
C	L'Antenne de Référence Utilisée dans les Mesures	87
D	La Chambre Anéchoïque Utilisée dans les Mesures	89
	Bibliographie	90

Table des figures

1.1	Comparaison entre les différentes occupations spectrales NB, WB et UWB	5
1.2	Positionnement de l'UWB par rapports aux principaux standards	7
1.3	Les masques de la FCC pour les systèmes de communications UWB	9
1.4	Les masques de l'ECC avec/sans le mécanisme de protection DAA	10
1.5	Les masques proposés en Asie (Japon, Corée du Sud et Singapour)	11
1.6	Les différentes applications des réseaux WPANs UWB	12
1.7	Exemples de réseaux WBAN	13
1.8	Exemple d'un système UWB d'imagerie à travers les murs	14
1.9	Applications de systèmes UWB pour la surveillance locale	14
1.10	Exemple d'un système UWB–GPR	15
1.11	Exemple d'un système radar UWB véhiculaire anti-collisions	15
1.12	Exemple d'un système UWB de localisation et de poursuite	16
1.13	Découpage de la bande UWB pour la solution MB-OFDM	17
1.14	Découpage de la bande UWB pour le standard IEEE 802.15.4a	18
2.1	Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion Gaussienne	20
2.2	Représentation temporelle d'un train d'impulsions UWB modulées en PAM	21
2.3	Représentation temporelle d'un train d'impulsions UWB modulées en OOK	22
2.4	Représentation temporelle d'un train d'impulsions UWB modulées en BPSK	23
2.5	Représentation temporelle d'un train d'impulsions UWB modulées en PPM	23
2.6	Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal TH-UWB-PAM	25
2.7	Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal TH-UWB-OOK	25
2.8	Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal TH-UWB-BPSK	26
2.9	Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal TH-UWB-PPM	26
2.10	Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal DS-UWB-PAM	28
2.11	Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal DS-UWB-OOK	28
2.12	Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal DS-UWB-BPSK	29
2.13	Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal DS-UWB-PPM	29
2.14	Représentation de PSD d'un signal TR-UWB	30
2.15	Illustration du canal de propagation et du canal de transmission	31

2.16	Le profil puissance-retard selon le formalisme de Saleh-Valenzuela	34
2.17	Les réponses impulsionnelles de canaux UWB	36
2.18	Le récepteur Rake	39
2.19	Le récepteur à détection d'énergie (ED)	39
2.20	Le récepteur à transmission de référence (TR)	40
3.1	Description d'un système de communication TR-UWB	43
3.2	Représentation d'un signal TR-UWB	43
3.3	BEP d'un système TR-UWB dans un canal AWGN pour différent débits	45
3.4	BEP d'un système TR-UWB dans un canal multi-trajet pour différent débits	49
3.5	BEPs d'un système TR-UWB dans un canal AWGN/multi-trajet	49
3.6	Scénario d'un système de communications TR-UWB multi-utilisateur	50
3.7	Exemple d'un bruit de Middleton classe-A	53
3.8	PDF de Middleton classe-A pour différentes valeurs de l'indice A	53
3.9	PDF empirique de la composante MUI pour 4 interférents	54
3.10	BER d'un système TR-UWB dans canal à bruit de Middleton classe-A	54
3.11	Scénario d'un système TR-UWB multi-utilisateur sous l'interférence impulsive	55
3.12	L'interférence impulsive pour différentes valeurs de l'exposant α	56
3.13	Comparaison entre les PDFs empirique et analytique de bruit global	58
3.14	La divergence de Kullback-Leibler (KL) en fonction de $\alpha \in [1, 2]$	59
4.1	La coexistence entre l'UWB et les autres système NB et WB	62
4.2	Géométrie de l'antenne UWB à bande-WLAN rejetée	63
4.3	Banc de mesure/prototype de l'antenne UWB proposée	64
4.4	Comparaison entre les coefficients de réflexion S11 simulés et mesurés	64
4.5	Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne à bande-WLAN rejetée	65
4.6	Le gain réalisé maximal de l'antenne UWB à bande-WLAN rejetée	66
4.7	Géométrie de l'antenne UWB à deux sous-bandes coupées	66
4.8	Un prototype de l'antenne UWB à deux sous-bandes coupées avec le VNA	67
4.9	Comparaison entre les coefficients de réflexion S11 simulées et mesurées	67
4.10	Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne à deux sous-bandes coupées	68
4.11	Le gain réalisé maximal de l'antenne UWB à deux sous-bandes coupées	69
4.12	Géométrie de l'antenne UWB à fente	70
4.13	L'effet de rayon R_s de la fente	71
4.14	L'effet de rayon R_t du stub d'alimentation	71
4.15	Différentes formes de stub d'alimentation étudiées	72
4.16	Comparaison entre les coefficients S11 pour différentes formes de stub	73
4.17	Comparaison entre les coefficients de réflexion S11 simulés et mesurés	74
4.18	Distribution de courant de l'antenne UWB à fente proposée	75
4.19	Diagramme de rayonnement de l'antenne UWB à fente en 2D	76
4.20	Diagramme de rayonnement de l'antenne UWB à fente en 3D	77
4.21	Le gain réalisé maximal de l'antenne UWB à fente	78
4.22	Le temps de groupe de l'antenne UWB à fente	78

C.1 L'antenne de référence "modèle : SAS-571"	87
D.1 La chambre anéchoïque utilisée dans les mesures	89

Liste des tableaux

1.1	Les masques de l'ECC avec/sans le mécanisme de protection DAA pour les systèmes de communications UWB en Europe	10
2.1	Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.3a pour CM1, CM2, CM3 et CM4 . . .	37
2.2	Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a	37
4.1	Les paramètres optimisés de l'antenne UWB à bande-WLAN rejetée	63
4.2	Les paramètres optimisés de l'antenne UWB à fente	73

Liste des Acronymes

- AcR : Autocorrelation Receiver
- AWGN : Additive White Gaussian Noise
- BEP : Bit Error Probability
- BER : Bit Error Rate
- BPF : Band-Pass Filter
- BPSK : Binary Pulse Shift Keying
- CEPT : Conférence Européenne des Postes et Télécommunications
- CM : Channel Model
- DARPA : Defense Advanced Projects Agency
- DD : Differential Detector
- DoD : Department of Defence (USA)
- DTR : Differential Transmitted-Reference
- DS : Direct Sequence
- ED : Energy Detector
- EIRP : Effective Isotropic Radiated Power
- ETRI : Electronics and Telecommunications Research Institute
- FCC : Federal Communication Commission
- FTTx : Fiber To The x
- GPR : Ground Penetration Radar
- IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers
- IDA : Infocomm Development Authority
- ISI : Inter Symbols Interference
- IR-UWB : Impulse Radio UWB

- ITU : International Telecommunication Union
- KL : Kullback-Leibler
- NLOS : Non-Line Of Sight
- LNA : Low Noise Amplifier
- LOS : Line Of Sight
- LPI/D : Low Probability of Intercept and Detection
- LPF : Low-Pass Filter
- MCA : Middleton Classe-A
- MUI : Multiuser Interference
- MB-OFDM : Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- MIC : Ministry of Internal Affairs & Communications
- NB : NarrowBand
- OOK : On-Off Keying
- PAM : Pulse Amplitude Modulation
- PDF : Probability Density Function
- PG : Processing Gain
- PPM : Pulse Position Modulation
- RFID : Radio Frequency Identification
- S α S : Symmetric Alpha Stable
- SGA : Standard Gaussian Approximation
- SNR : Signal to Noise Ratio
- TFC : Time-Frequency Code
- TH : Time Hopping
- TR : Transmitted-Reference
- UWB : Ultra-Widband
- UWBWG : UWB Working Group
- VCO : Voltage-Controlled Oscillator

- WBAN : Wireless Body Area Network
- WB : Wideband
- WPAN : Wireless Personal Area Network

Chapitre 1

État de l'Art sur la Technologie UWB

Si Christophe Colomb n'avait rien découvert, Kennedy serait toujours vivant.

Francis Blanche

1.1 Introduction

L'Ultra Large Bande (ULB) ou Ultra-WideBand (UWB) en anglais 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 radio impulsionnelle (IR : impulse radio), radio sans porteuse (carrier-free radio), radio en bande de base (baseband radio), radio dans le domaine temporel (time domain radio), radio non-sinusoidale (nonsinusoid radio) et radio à grande largeur de bande relative (large relative bandwidth radio). Ce n'est qu'en 1989 que le terme UWB a été introduit pour la première fois par le département de la défense (DoD : Department of Defence) aux Etats-Unis.

Dans ce chapitre et, avant de rentrer dans le vif du sujet, nous allons présenter le contexte dans lequel cette thèse s'est inscrite. Il a pour but d'introduire de manière simple et non exhaustive la technologie UWB, de son origine à aujourd'hui où elle suscite un intérêt important dans la communauté des communications car elle laisse entrevoir la possibilité d'accéder à de très hauts débits. Nous présentons en premier lieu l'historique de la technologie UWB et les techniques de transmission du signal UWB. Après un aperçu sur les intérêts de l'UWB et le problème de réglementations du spectre, nous décrivons les différentes catégories de systèmes UWB ainsi que les standards IEEE de cette technologie.

1.2 Un Peu d'Histoire

Le terme UWB est une nouvelle appellation d'une technologie relativement ancienne. Elle a été utilisée par Guglielmo Marconi en 1901 pour transmettre le code morse à travers l'Atlantique [1]. À cette époque, l'avantage d'une large bande passante n'est jamais considéré. Environ cinquante ans après Marconi, les contributions au développement des systèmes UWB ont commencé avec les travaux pionniers de H. Harmuth de "Catholic University of America", G. F. Ross, K. W. Robbins de "Sperry Rand Company" et P. V. Etten de "USAF : United

States Air Force". Le document publié par H. F. Harmuth en 1969 [2] montre une conception de base des émetteurs/récepteurs UWB. Durant la même période, les brevets de Ross et Robbins [3][4] sur l'utilisation des signaux UWB dans différents domaines d'application et le test empirique d'Etten [5] pour les systèmes radar ont permis de développer les concepts de la conception des systèmes UWB. En 1974, Morey [6][7] a conçu un radar UWB à pénétration du sol (GPR : Ground Penetration Radar), c'était le succès commercial de " GSSI : Geophysical Survey Systems, Inc. ". En 1978, Bennett et Ross [8] ont présentés les méthodes connues de génération d'impulsions. Depuis lors, il y a eu de nombreuses réunions à diverses conférences, où différentes approches et techniques de production d'impulsion ont été discutées. Après dix ans (en 1988), Barret a pu organiser un workshop sur l'UWB pour le DoD aux Etats-Unis, avec plus de 100 participants [9][10].

En 1989 l'agence DARPA (Defense Advanced Projects Agency) du DoD a précisé le terme UWB pour des systèmes militaires occupant une bande passante supérieure ou égale à 1.5 GHz à -20 dB. Dans les années 1990, la publication des travaux pionniers de Scholtz [11–21] a donné un intérêt croissant pour la recherche sur la technologie UWB aux Etats-Unis et par la suite dans le monde entier. Plus tard, en Février 2002, date clé dans l'histoire de l'UWB, la FCC (Federal Communication Commission) organe de réglementation aux Etats-Unis a adopté des définitions et des règles pour les applications commerciales de l'UWB [22]. C'était le point de départ de l'ère délicate de la réglementation et de la normalisation de la technologie UWB dont nous allons dresser l'état actuel à travers le monde.

1.3 Définition du Signal UWB

La notion d'un signal UWB s'oppose à celle du signal à bande étroite. Dans la littérature, la première définition d'un signal de type UWB a été présentée en 2002 dans un rapport de la FCC intitulé " First Report & Order " [22]. Selon la FCC un signal est dit UWB s'il satisfait l'une des conditions suivantes :

- Une bande absolue à -10 dB ≥ 500 MHz
- Une bande relative à -10 dB $\geq 20\%$ de la fréquence centrale

La largeur de la bande passante relative ou fractionnelle est définie par [23] :

$$B_f = \frac{f_H - f_L}{f_C} = 2 \times \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (1.1)$$

Où f_c représente la fréquence centrale définie par $f_c = (f_H + f_L)/2$, f_H et f_L indiquent respectivement la fréquence de coupure supérieure et la fréquence de coupure inférieure à -10 dB. D'autre part, un signal à bande étroite (NB : NarrowBand) est défini par une bande passante qui ne dépasse pas 1% de la fréquence centrale, et entre les signaux NB et UWB, nous trouvons les signaux large bande (WB : Wideband) dont le spectre est entre 1% et 20% de la fréquence centrale. La Figure 1.1 présente une comparaison entre les différentes occupations spectrales des systèmes NB, WB et UWB.

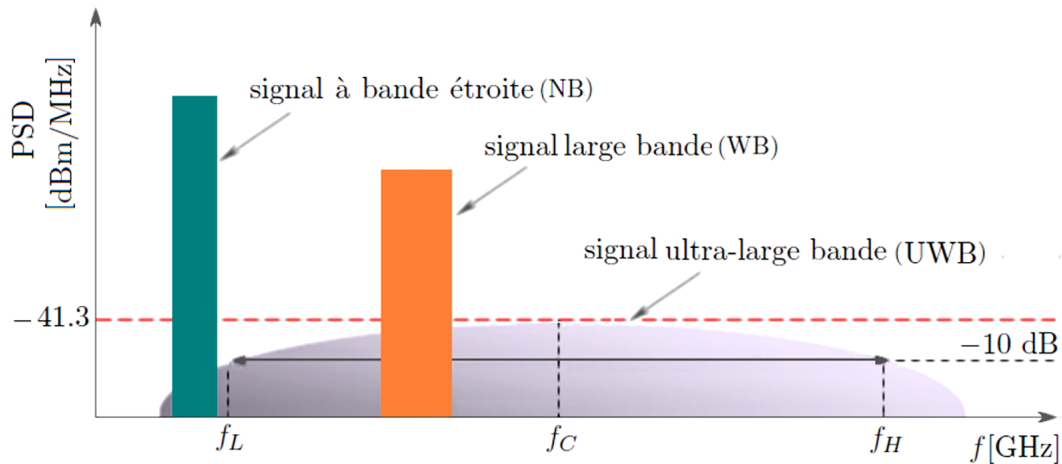


Figure 1.1: Comparaison entre les différentes occupations spectrales des signaux NB, WB et UWB.

1.4 Transmission du Signal UWB

Plusieurs techniques de transmission ont été proposées pour l'UWB. Certaines sont spécifiques à l'UWB haut débit et d'autres à l'UWB bas débit. On distingue entre autres les moyens suivants :

1.4.1 La Technique Radio Impulsionnelle (IR-UWB)

Le principe de la technique IR-UWB repose sur l'émission en bande de base d'impulsions de durée très brève avec un faible rapport cyclique. Cela donne naturellement une grande largeur de bande au signal car avec une durée inférieure à 2 [ns] le critère sur la largeur de bande absolue est vérifié. Pour l'IR-UWB, la séparation des utilisateurs est réalisée à travers un codage de sauts temporels appelé TH (Time Hopping) ou par des séquences pseudo-aléatoires d'étalement DS (Direct Sequence) [12]. La technique TH-UWB est destinée aux applications faible débit. Alors que, l'approche DS-UWB est spécifique à l'UWB haut débit. La technique IR-UWB sera discutée en détail dans le prochain chapitre.

1.4.2 La Technique Multi-bande (MB-OFDM)

La deuxième solution utilisée pour les transmissions hauts débits courtes portées, est la technique multi-bande. L'approche MB-OFDM (Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing) consiste à découper la bande UWB (3.1 GHz – 10.6 GHz) en 14 sous-bandes de 528 MHz, rassemblées en 5 groupes de 2 ou 3 sous-bandes et utilisant une technique d'accès OFDM [24]. On émet sur chaque sous-bande en moyenne une fois sur trois. L'allocation des bandes aux utilisateurs est gérée par un code temps-fréquence TFC qui a pour rôle de limiter les interférences entre les différentes communications. L'utilisation de la technique MB-OFDM permet à chaque utilisateur de bénéficier d'une indépendance en fréquence liée à une bande large, où il est possible d'interdire une bande de fréquence pour ne pas brouiller un système bande étroite qui l'occupe.

1.5 Intérêts de la Technologie UWB

Les caractéristiques présentées par les signaux UWB (niveau de puissance, impulsions de très courte durée, . . . etc.) permettent beaucoup d'avantages par rapport aux technologies NB ou WB. Certains sont présentés dans cette section.

1.5.1 Haut-Débit

Le haut-débit est peut être l'avantage le plus important de la bande passante utilisée en UWB. La capacité du canal, ou le débit de transmission est défini par le maximum des données qu'on peut transmettre par seconde sur un canal de transmission [25]. La fameuse formule de Shannon-Hartley pour la capacité maximale d'un canal à bruit blanc additif Gaussien (AWGN : Additive White Gaussian Noise) est donnée par :

$$C = B \times \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.2)$$

Où C représente la capacité maximale du canal, avec l'unité bits par seconde [bps], B est la largeur de la bande passante en Hertz [Hz], S est la puissance du signal transmis en Watts [W], et N indique la puissance de bruit, aussi en Watts [W]. À partir de cette équation, toute amélioration dans la capacité de transmission nécessite un élargissement de la bande passante, ou une augmentation dans le rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio).

On remarque aussi que la capacité du canal est linéairement proportionnelle à la largeur de la bande passante, mais elle dépend d'une manière logarithmique avec le SNR. Par conséquent, une bande passante de quelques Giga Hertz en UWB permet d'atteindre une capacité très élevée, de plusieurs centaines de [Mbps] à quelques [Gbps] pour des distances de 1 à 10 mètres [26]. La Figure 1.2 présente le positionnement de l'UWB par rapport aux principaux standards des réseaux WPAN et WLAN en termes de portée et de débit. Au vu de ces différents standards, la technologie UWB semble bien positionnée, particulièrement adaptée aux systèmes de communications à haut débit et à courte portée.

1.5.2 Simplicité des Systèmes

Contrairement aux architectures classiques, un émetteur UWB ne contient ni un mélangeur ni un oscillateur local pour la transposition du signal à la fréquence requise. Le signal UWB transmis sur le canal radio est de nature impulsionnelle généré en bande de base. Au niveau du récepteur aussi, le processus de la transposition du signal en fréquence n'est pas nécessaire. IL est dépourvu de synthétiseur à boucle de verrouillage de phase, d'oscillateur contrôlé en tension (VCO : Voltage-Controlled Oscillator) ou encore de mélangeur. Cela favorise des architectures UWB moins complexes que les systèmes radio conventionnels. Cette simplification favorise de fait la réalisation de systèmes avec des coûts de fabrication réduits.

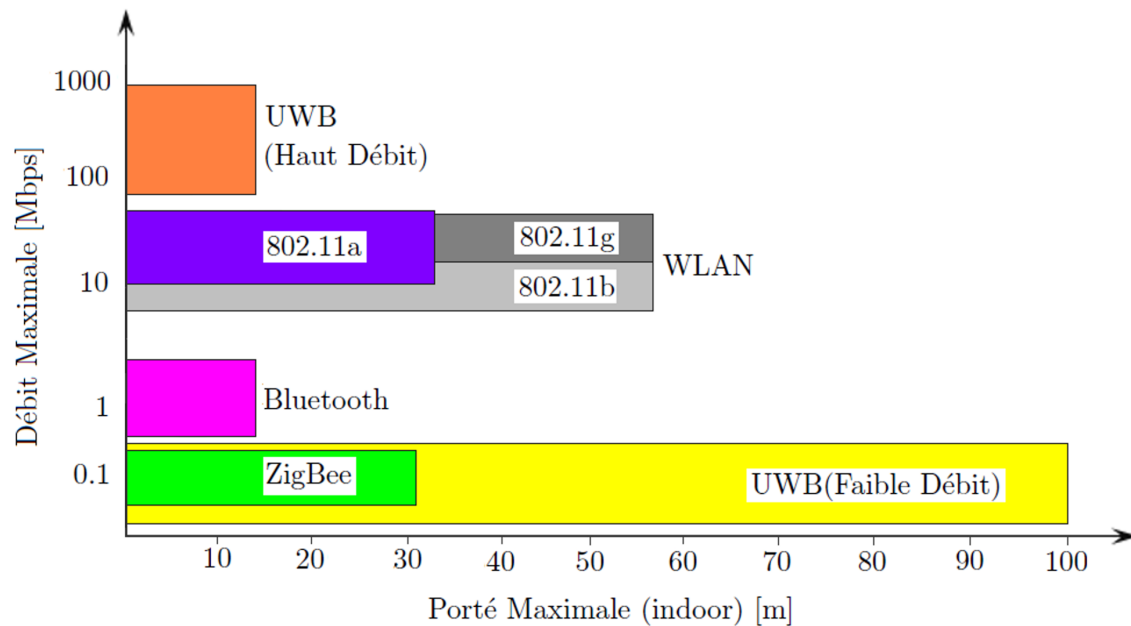


Figure 1.2: Positionnement de l'UWB par rapports aux principaux standards WLAN et WPAN.

1.5.3 Fonctionnement avec un Faible SNR

La formule de Shannon-Hartley pour la capacité maximale d'un canal AWGN (Equation 1.2) montre que la capacité dépend d'une manière logarithmique avec le SNR. Ce qui implique que les systèmes UWB dont la bande passante B est grande, sont capables de fonctionner sur des canaux durs avec un faible SNR.

1.5.4 Haute Performance dans un Canal Multi-Trajet

Le phénomène de l'interférence multi-trajet (MPI : Multipath Interference) est un problème inévitable dans la plupart des canaux de communications sans fil. Les signaux envoyés par l'émetteur vers le récepteur sont réfléchis et/ou dispersés par les objets et les surfaces qui existent le long du trajet. La ligne droite du signal entre l'émetteur et le récepteur (la ligne de visibilité directe) est appelée "LOS : Line Of Sight", et les lignes des signaux réfléchis par les objets et les surfaces sont appelées "NLOS : Non-Line Of Sight" [25]. Au niveau du récepteur, on a une superposition de versions retardées et atténuées (répliques) du signal original. Pour les systèmes de communications à bande étroite, l'effet de phénomène de trajets multiples est assez sévère, il peut entraîner une dégradation du signal émis jusqu'à 40 dB à cause de la différence en phase entre les signaux LOS et NLOS. Les signaux UWB présentent une très haute résolution pour les trajets multiples, grâce à la durée très courte des impulsions utilisées. L'impulsion réfléchie (NLOS) n'a qu'une très courte fenêtre temporelle qui permet la collision avec l'impulsion LOS.

1.5.5 Pénétration des Matériaux

Les basses fréquences existantes dans la bande UWB, permettent de bonnes propriétés de pénétration des matériaux, y compris les murs. Cette excellente résolution, favorise des applications telles que les systèmes de vision à travers des murs, les systèmes de localisation ou de poursuite d'objets [25][26].

1.5.6 Faible PSD/Coexistence RF

Dans l'optique de favoriser la coexistence de l'UWB avec d'autres technologies radio, la FCC a limité la densité spectrale de puissance des signaux UWB à -41.3dBm/MHz, l'équivalent de 75 nW/MHz. Ce niveau de puissance met les systèmes UWB dans la catégorie des radiateurs non-intentionnels, tels que les téléviseurs et les écrans [25]. Cependant, cette faible puissance d'émission réduit la portée des signaux UWB.

1.5.7 Faible Sensibilité au Brouillage

La résistance des systèmes radio aux interférences et brouillage (jamming) est définie par le gain de traitement (PG : Processing Gain). Le PG est donné en fonction de la largeur de la bande passante du signal par [25] :

$$PG = \frac{\text{Largeur de bande du signal}}{\text{Largeur de bande d'information}} \quad (1.3)$$

Par rapport aux signaux NB et WB, le spectre d'un signal UWB (7 GHz), présente un gain de traitement très élevé. Cette propriété donne aux systèmes UWB une résistance relative aux brouillages intentionnels et non-intentionnels.

1.5.8 Haute Sécurité

Dans la technologie UWB les impulsions utilisées sont en picosecondes et la puissance d'émission est extrêmement faible. Ces propriétés donnent aux signaux UWB une faible probabilité d'interception et de détection (LPI/D : Low probability of intercept and detection). C'est l'une des caractéristiques critiques pour les applications de type militaire.

1.6 Réglementation du Spectre UWB

Afin d'optimiser l'utilisation du spectre et la minimisation d'interférence, les régulations présentent un sujet très important. L'idée principale de ces régulations est basée sur la densité spectrale de puissance (DSP) du signal UWB transmis. Elle doit être inférieure à un masque de puissance maximale rayonnée prédéfinie par les autorités de régulations. Chaque pays ou 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.

1.6.1 Réglementation de l'UWB aux États Unis

Après plusieurs années de débat entre la FCC, organisme chargé de la régulation du spectre non militaire aux États-Unis et l'UWBWG (UWB Working Group) ¹, une première proposition de régulation a été publiée dans un rapport de la FCC en 14 Février 2002 [22][26]. La FCC a consenti différentes bandes de fonctionnement de l'UWB avec les masques correspondant pour trois classes d'applications :

- Les systèmes de communications : réseaux sans fil à haut débit de courte portée, systèmes de mesures ...
- Les systèmes d'imagerie (visualisation) : radars GPR, radar de vision à l'intérieur et à travers les murs, systèmes d'imagerie médicale, systèmes de surveillance ...
- Les systèmes radar de véhicule : radar d'avertissement de collision, systèmes d'activation de coussins gonflables ...

Pour les systèmes de communications, la FCC a retenu deux bandes de fréquences non soumises à licence, notamment les fréquences inférieures à 900 MHz et celles comprises entre 3.1 GHz et 10.6 GHz [22]. Pour cette deuxième bande de largeur 7.5 GHz, la FCC autorise une puissance isotrope rayonnée équivalente (EIRP) moyenne de -41.3 dBm/MHz (cela équivaut à environ 74 nW/MHz). La Figure 1.3, montre les masques de la FCC pour les systèmes de communications UWB à l'intérieur (*indoor*) et à l'extérieur (*outdoor*).

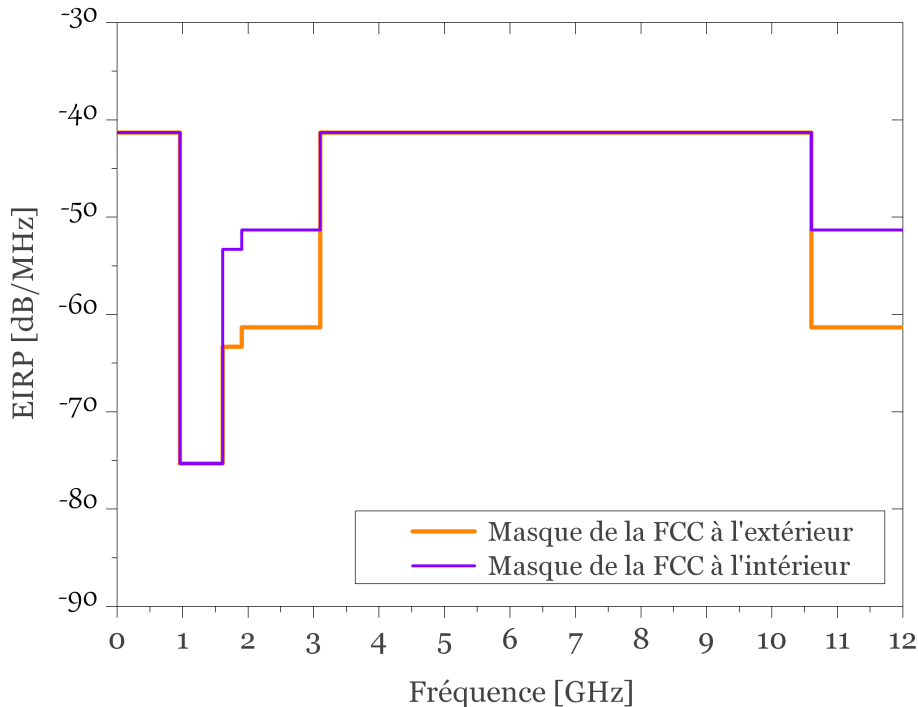


Figure 1.3: Les masques de la FCC pour les systèmes de communications UWB à l'intérieur et à l'extérieur aux États Unis.

¹Un Groupe de travail sur l'UWB fondé en mai 1998 dans un Workshop sur les communication UWB

1.6.2 Réglementation de l'UWB en Europe

En Europe, c'est l'ECC, division de l'organisation CEPT (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications), qui a été mandatée par l'ITU (International Telecommunication Union) pour prendre en charge ce processus de normalisation [27], et trouver une réglementation commune aux pays membres.

Une première proposition de masque est présentée en octobre 2005 ; elle conserve les principales définitions de la FCC avec un niveau de masque plus sévère dans la partie inférieure du spectre par rapport au masque imposé par la FCC. La deuxième proposition a été achevée en Février 2006. Le Tableau 1.1 et la Figure 1.4 présentent les bandes et les niveaux d'émission avec et sans le mécanisme de protection « détecter et éviter » (DAA : Detect And Avoid).

Table 1.1: Les masques de l'ECC avec/sans le mécanisme de protection DAA pour les systèmes de communications UWB en Europe

Bande	Niveau d'émission sans DAA	Niveau d'émission avec DAA
3.4 GHz – 3.8 GHz	- 85 dBm/MHz	- 70 dBm/MHz
4.2 GHz – 4.8 GHz	- 85 dBm/MHz	- 70 dBm/MHz
6 GHz – 8.5 GHz	- 41.3 dBm/MHz	- 41.3 dBm/MHz

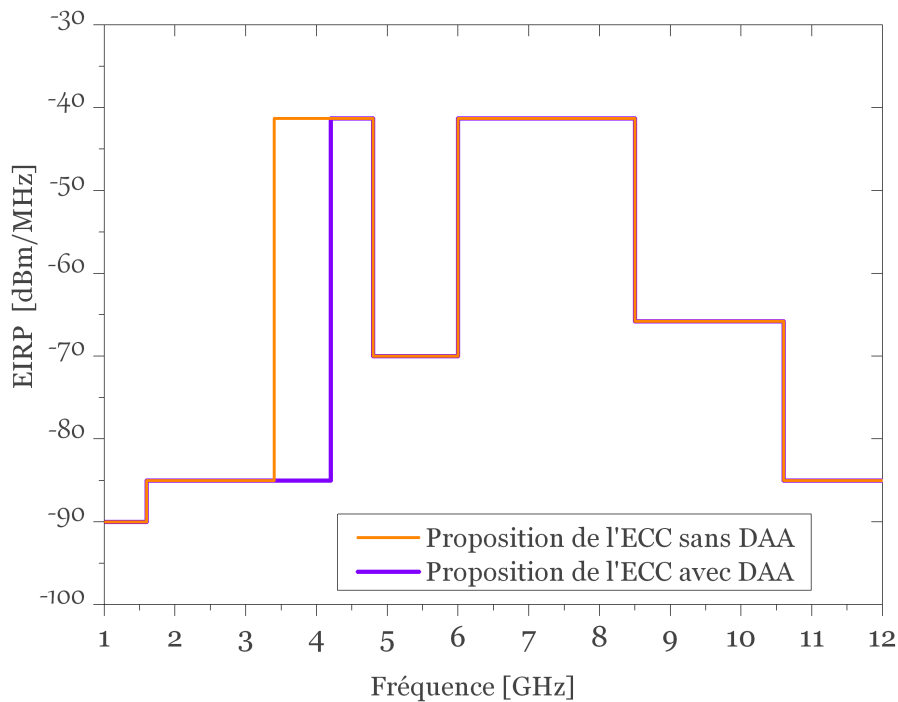


Figure 1.4: Les masques de l'ECC avec/sans le mécanisme de protection DAA pour les systèmes de communications UWB en Europe (Proposition de Février 2006).

1.6.3 Réglementation de l'UWB en Asie

- **Au Japon**

Le ministère des affaires intérieures et des communications (MIC : Ministry of Internal Affairs & Communications) en charge de la réglementation des télécommunications a introduit des règles temporaires pour l'UWB en Août 2005 [28]. Dans un premier temps, cette autorisation concerne les bandes 3.4 GHz – 4.8 GHz et 7.25 GHz – 10.25 GHz avec un niveau d'émission maximal de -41.3 dBm/MHz en présence de la protection DAA et de -70 dBm/MHz sans cette protection. Dans la bande 4.8 GHz – 7.25 GHz le niveau d'émission est environ 29 dB supérieur au niveau de la FCC.

- **En Corée du Sud**

L'ETRI (Electronics and Telecommunications Research Institute) a recommandé un masque d'émission plus bas que les masques de la FCC [29].

- **À Singapour**

L'autorité de régulation Infocomm Development Authority (IDA) a eu une attitude plus tolérante en créant dès février 2003 une zone géographique dans « *Science Park II* » appelée « *UFZ : UWB Friendly Zone* », dédiée à la recherche sur l'UWB [30]. Avec cette licence d'essai, et à l'intérieur de cette zone spécifique, les systèmes UWB sont autorisés à émettre des signaux présentant un niveau d'émission de 6 dB supérieure à la limite de la FCC dans la bande 2.2 GHz – 10.6 GHz.

Les réglementations de l'UWB au Japon, en Corée du Sud et à Singapour sont illustrées sur la Figure 1.5.

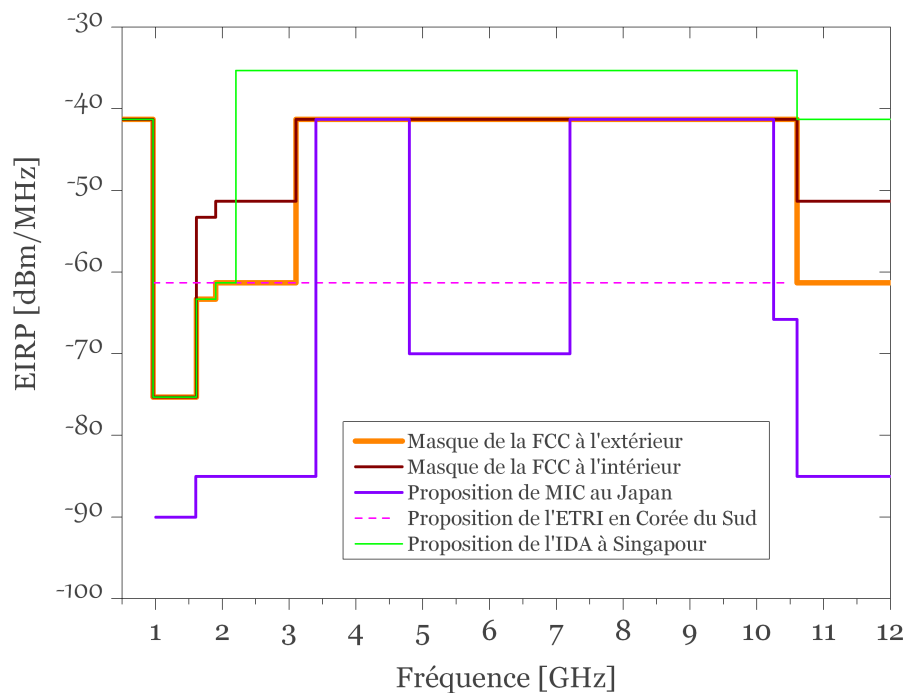


Figure 1.5: Les masques proposés en Asie (Japon, Corée du Sud et Singapour) pour les systèmes de communications UWB.

1.7 Différentes Catégories de Systèmes UWB

Comme nous l'avons vu précédemment, les signaux UWB présentent un intérêt pour plusieurs types d'applications, que ce soit pour leurs propriétés de pénétration dans les matériaux, leur aptitude à la localisation, ou encore pour la grande capacité du canal. Dans cette section nous présentons les différentes applications potentielles de l'UWB.

1.7.1 Systèmes de Communications

Cette catégorie comprend les systèmes de communication à courte distance, notamment les WPANs et les systèmes de mesure. Elle présente la plus grande prolifération en raison de possibilité d'utilisation massive des dispositifs UWB dans les immeubles, les bureaux, les salles de réunion, salles de conférence et les endroits publics comme les centres commerciaux, les aéroports . . . etc.[31]. L'UWB permet de fournir des débits très élevés sur ces distances relativement courtes et à faible puissance. Elle serait capable de remplacer les systèmes filaires actuels. La Figure 1.6 montre les différentes applications de systèmes de communications UWB dans les réseaux réseaux WPANs.

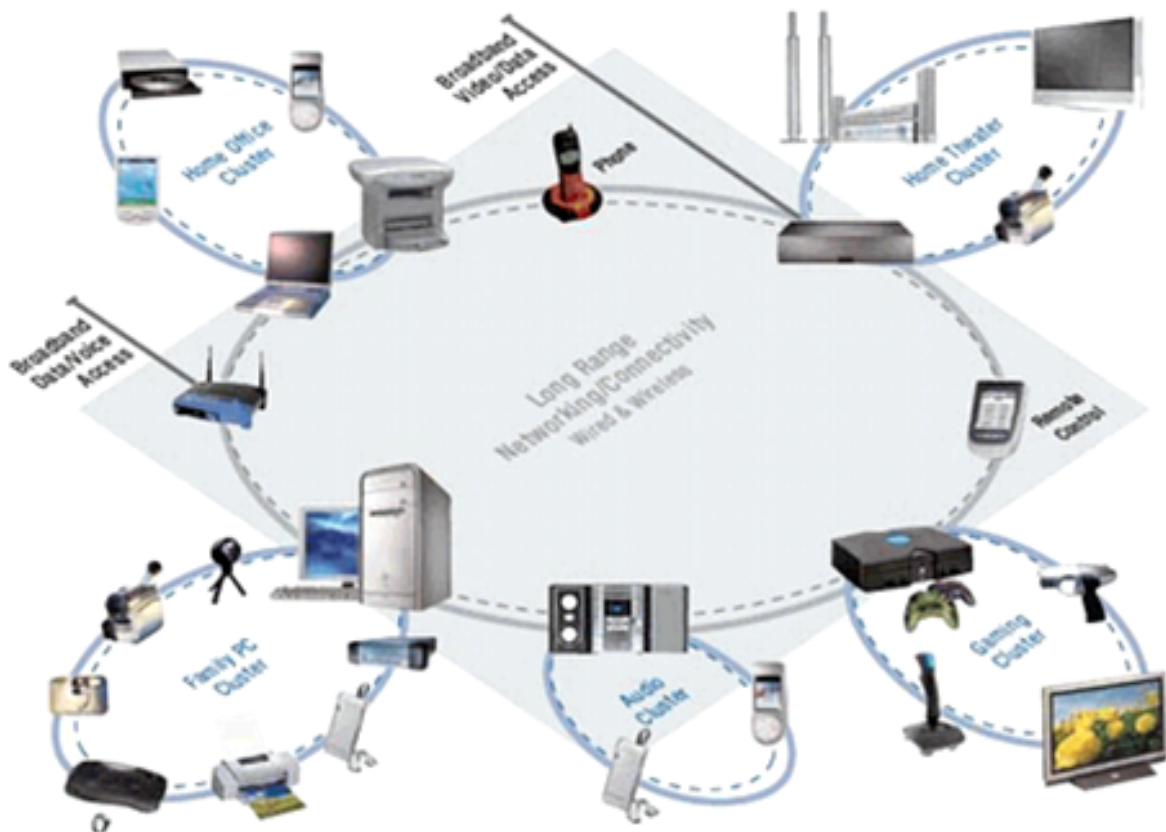


Figure 1.6: Les systèmes de communications UWB et leurs applications dans les futurs réseaux WPANs [32].

1.7.2 Réseaux Corporels (WBAN)

Le WBAN est une technologie de réseau sans fil qui consiste à interconnecter sur, autour ou dans le corps humain de minuscules dispositifs pouvant effectuer des mesures (capteurs) ou agir de façon active (actionneurs). Les principales applications de l'UWB-WBAN peuvent être liées aux domaines médical, sportif et aussi pour le multimédia. La Figure 1.7.(a) montre un WBAN pour l'échange de flux audio, vidéo, de données, de commandes, et de la détection de mouvements. Le réseau est composé de différents éléments d'usage quotidien tels la montre, le téléphone, les lunettes, le kit oreillette sans fil ... etc.

Un réseau WBAN utilisé pour le médical est illustré en Figure 1.7.(b). Les informations (ECG, EEG, EMG,...) issues des différents capteurs peuvent alors être transmises à un centre de soins distant pour une analyse par un spécialiste. La collecte de ces éléments peut faciliter la surveillance en temps réel de l'état du patient dans un hôpital mais aussi à domicile [33][34].

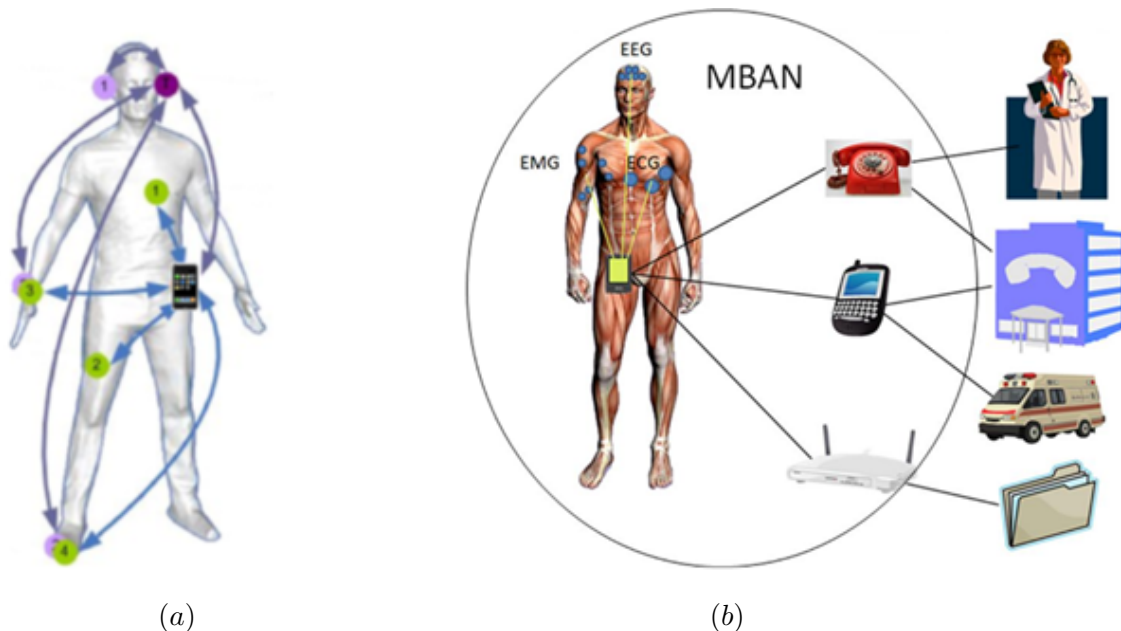


Figure 1.7: Exemples de réseaux WBAN (a) un réseau WBAN pour le multimédia [33] (b) un réseau WBAN pour des applications médicales [34].

1.7.3 Systèmes d'Imagerie Médicale

La technologie UWB sous différentes réglementations peut être utilisée pour différents systèmes d'imagerie médicale, tels que les systèmes de surveillance cardiaque à distance, les systèmes de diagnostics médicaux (où les rayons X sont indésirable) et les systèmes de tomographie axiale (CAT : Scanographie) [35] ainsi que dans certains systèmes permettant la détection ou le mouvement d'objets à l'intérieur du corps d'une personne ou d'un animal.

1.7.4 Systèmes d'Imagerie à Travers les Murs

Un système radar a la possibilité d'être un système d'imagerie lorsque les impulsions utilisées sont beaucoup plus courtes que la cible (radar à haute résolution) [36]. Ce système d'imagerie servant à détecter la position ou le mouvement de personnes ou d'objets situés de l'autre côté d'un mur ou d'un plafond.



(a)



(b)

Figure 1.8: Exemple d'un système UWB d'imagerie à travers les murs (a) le système Prism-200 [37] (b) utilisation de système Prism-200 sur un mur.

1.7.5 Systèmes de Surveillance Locale

Les systèmes radar UWB de surveillance locale, permettent de créer un champ RF stationnaire autour d'un objet sensible, permettant de détecter l'intrusion de personnes ou d'objets. Ces systèmes peuvent être placés autour d'un objet public sensible tel que bâtiment, avion ou oeuvre d'art dans un musée (Figure 1.9.(a)) mais également comme système d'alarme autour de sa maison ou aux abords d'une piscine (Figure 1.9.(b)) afin d'éviter les noyades trop fréquentes de petits enfants. Les systèmes de surveillance UWB doivent opérer entre 1.99 GHz et 10.6 GHz, et uniquement dans le cadre de licences d'utilisation restreinte [38].



(a)



(b)

Figure 1.9: Applications de systèmes UWB pour la surveillance locale (a) Exemple d'un uvre d'art dans un musée. (b) Exemple d'une piscine.

1.7.6 Radar à Pénétration de Sol (GPR)

La technologie UWB a une bonne capacité de pénétration dans les matériaux de construction (béton, brique, bois, ...), cette propriété en fait la base des systèmes UWB–GPR. Ces systèmes radar peuvent être utilisés dans les chantiers de construction, pour localiser les tuyaux et les câbles électriques, dans le sauvetage et la détection de la respiration d'une personne sous les décombres en cas de catastrophe, dans les opérations anti-criminalité, et dans la détection de mines [25]. La Figure 1.10 montre un exemple de système UWB–GPR.



Figure 1.10: Exemple d'un système UWB–GPR (a) le radar LMX-100 [39] (b) utilisation de radar LMX-100 dans un chantier de construction.

1.7.7 Systèmes Radar Véhiculaires

Dans cette catégorie de systèmes on trouve le radar UWB équipant les différents véhicules de transport terrestre, et utilisé dans le système d'évitement des collisions (Figure 1.11), le système de déploiement de l'airbag et le système de régulation des paramètres de véhicule selon la forme de la route. Ces systèmes doivent émettre uniquement lorsque le véhicule est en fonctionnement dans la bande comprise entre 22 GHz et 29 GHz. La fréquence centrale et la fréquence maximale doivent être supérieures à 24.075 GHz [40].

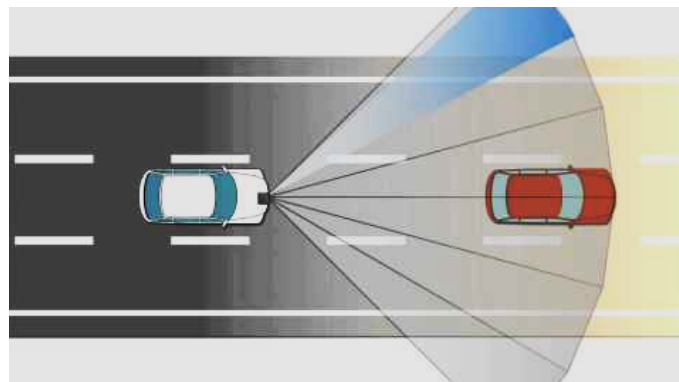


Figure 1.11: Exemple d'un système radar UWB véhiculaire anti-collisions.

1.7.8 Systèmes de Localisation et de Poursuite

L'UWB présente une excellente solution pour la localisation dans les environnements intérieurs et obscurcis où le GPS (Global Positioning System) ne fonctionne pas. En plus, l'hybridation de l'UWB avec la RFID (Radio Frequency Identification) permet d'avoir un mécanisme de poursuite d'objets en mouvement dans un environnement intérieur avec une précision de quelques centimètres. La Figure 1.12 présente un système UWB de localisation de l'entreprise « Chengdu Linkcomm Electronic Co., Ltd » [41].



Figure 1.12: Exemple d'un système UWB de localisation et de poursuite de l'entreprise « Chengdu Linkcomm Electronic Co., Ltd » [41].

1.8 Les Standards UWB

La normalisation ou la standardisation est le fait d'établir un référentiel commun destiné à harmoniser l'activité d'un secteur par un organisme de normalisation. Elle rend possible la large acceptation et la diffusion des produits de différents fabricants. En matière de la technologie UWB, l'IEEE s'est lancé dans l'élaboration de deux standards, le premier, pour les communications haut débit sous l'appellation IEEE 802.15.3a en 2003 et le second pour les communications bas débit sous l'appellation IEEE 802.15.4a en 2004 [42]. Nous allons à présent détailler ces deux standards.

1.8.1 La Norme IEEE 802.15.3a

L'IEEE, via le groupe de travail 802.15.3, a proposé de mettre en place en 1999 un standard de communications sans fil à hauts débits. Ce standard envisage l'utilisation de la bande ISM à 2.4 GHz pour la mise au point d'une couche physique (PHY) fournissant des débits allant de 11 à 55Mbit/s pour des distances comprises entre 10 et 70 mètres. Les applications visées étant, par exemple, le transfert de données entre appareils multimédias, le transfert des fichiers volumineux vers un appareil portatif ou l'affichage du contenu d'une caméra vidéo sur un écran. Ces applications requièrent en général des débits et de qualité de service, que le standard IEEE 802.15.3 n'est pas en mesure d'offrir.

En 2003 l'IEEE a mis en place le groupe de travail 802.15.3a. Son objectif était l'étude d'une nouvelle PHY alternative pour les WPANs basée sur la technologie UWB et permettant d'accéder à des débits allant de 110 Mbit/s sur une portée de 10 mètres jusqu'à 480 Mbit/s, sur une distance de 2 mètres. Après le lancement du processus de normalisation, deux propositions ont été soumises. La première, soutenue par les défenseurs d'une implémentation DS-UWB se rassemble sous l'appellation "UWB Forum" qui regroupe notamment Motorola, certaines PME pionnières (comme Pulse Link) et de nombreux partenaires académiques [43]. Une deuxième portée par "l'Alliance WiMedia" qui regroupe la majeure partie des poids lourds de l'électronique mondiale et qui soutient une approche MB-OFDM [44]. Ces deux solutions se sont affrontées jusqu'à la dissolution du groupe de travail IEEE 802.15.3a en janvier 2006 sans qu'aucune n'ait pu recueillir les 70% des votes nécessaires à son adoption en tant que norme. L'Alliance WiMedia n'a pas attendu janvier 2006 et a fait un passage en force en annonçant l'approbation de son standard par l'ECMA International ² en décembre 2005 (ECMA-368) [45]. En mars 2007, le standard ECMA-368 spécifiant les couches MAC et PHY pour l'UWB a été officialisé en tant que norme ISO/IEC 26907. Actuellement, une nouvelle version permettant d'atteindre des débits de 1024 Mbit/s pour les courtes portées est annoncée par WiMedia. L'Alliance WiMedia semble néanmoins avoir un avantage par rapport à son concurrent. Mais, le duel n'est pas pour autant terminé, les deux solutions vont à présent tenter d'imposer leurs systèmes sur le marché, qui sera le seul décideur.

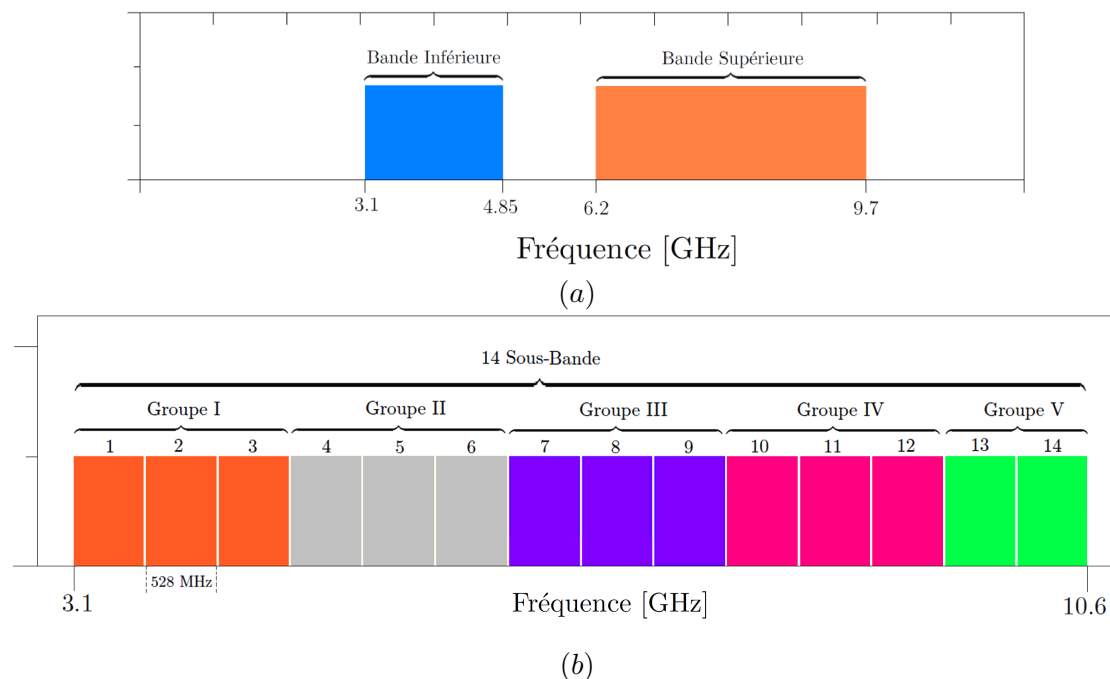


Figure 1.13: Découpage de la bande UWB pour la solution MB-OFDM.

²L'ECMA International est une association industrielle pour la normalisation dans les technologies de l'information et des communications ainsi que l'électronique

1.8.2 La Norme IEEE 802.15.4a

Le groupe IEEE 802.15.4a dans sa dernière proposition [46] ne prévoit pas l'utilisation du spectre comme une bande unique, elle a proposé un découpage du spectre en sous-bandes (Figure 1.14). Certains de ces sous-bandes sont obligatoires, c'est-à-dire que les systèmes devront être en mesure d'utiliser ces bandes. Il sera très probablement nécessaire de mettre en place des techniques d'évitement pour l'utilisation de certaines bandes dédiées aux réseaux sans fil bandes étroites qui seraient susceptibles d'être perturbés.

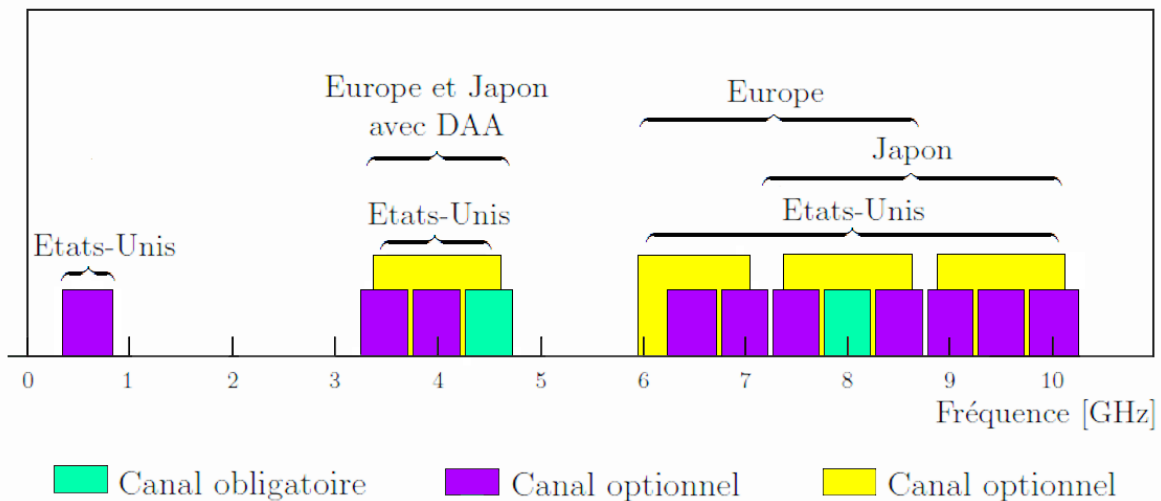


Figure 1.14: Découpage de la bande UWB pour le standard IEEE 802.15.4a.

1.9 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons introduit la technologie UWB. Un état de l'art sur l'UWB a été dressé depuis son origine lorsqu'elle était utilisée dans les radars jusqu'à ce jour où elle représente un grand intérêt pour les communications sans fil. En matière de réglementation, des masques de puissance imposant les règles d'émissions des signaux UWB ont été mis en place par les instances de réglementation des différentes régions et pays. Cette variété de la réglementation peut avoir un impact négatif sur le développement des équipements UWB dédiés à un grand nombre d'applications de courte portée et à haut débit. En effet, contrairement aux équipements conçus pour des technologies NB et WB, les systèmes UWB devront être conçus pour une région donnée, suivant les contraintes locales ou à défaut, les fabricants devront concevoir des équipements pouvant s'adapter à chaque région. Actuellement, la technologie UWB est un bon candidat pour le futur, c'est aussi parce qu'elle peut être combinée avec d'autres technologies de communications comme le WiMax et les réseaux d'accès FTTx, de façon à fournir une solution de communications avec une plus large gamme d'applications et avec des débits favorables. Par conséquent, nous nous intéressons à l'utilisation de l'UWB impulsionnelle en télécommunications. Le chapitre suivant de cette thèse traite ainsi les principes de la radio impulsionnelle et les différents systèmes IR-UWB.

Chapitre 2

Modélisation de la Couche Physique des Systèmes de Communications IR-UWB

Un problème sans solution est un problème mal posé.

Albert Einstein

2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons décrit brièvement les différentes techniques de transmission envisagées pour l'UWB. Nous allons revenir plus en détails dans ce chapitre à la Radio par Impulsions (IR). Ce principe, initialement proposé par Scholtz [11-21] en 1997, propose de transmettre l'information à travers un signal constitué d'impulsions de très courte durée et à faible rapport cyclique. Cette technique présente l'originalité de ne pas utiliser de fréquence porteuse contrairement aux modulations classiquement utilisées. Dans ce chapitre, nous allons présenter premièrement la forme de l'impulsion UWB élémentaire, ainsi qu'une modélisation des émetteurs envisagés pour les communications IR-UWB. La partie suivante de ce chapitre sera dédiée à la modélisation de canal de propagation UWB et à la présentation des récepteurs envisagés pour les communications IR-UWB.

2.2 Modélisation de l'Impulsion Élémentaire

Le signal UWB est un signal pulsé s'inspirant des technologies radar. L'information repose sur la transmission d'une séquence d'impulsions de durée très brève (de l'ordre de 100 [ps] à 1 [ns]). Il existe différents modèles d'impulsions dont les plus simples se basent sur une impulsion sinusoïdale fenêtrée par un rectangle, mais aussi des modèles plus complexes basés sur les polynômes d'Hermite ou encore l'impulsion de Rayleigh [47][48]. Dans la littérature, c'est les impulsions Gaussiennes (monocycle et ses dérivées) qui ont servi de référence pour les signaux UWB.

L'impulsion Gaussienne ainsi que sa n - ième dérivée sont décrites par les équations suivantes [49] :

$$w(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times \exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2}\right)^2 \quad (2.1)$$

$$w^n(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2}w^{(n-2)}(t) - \frac{1}{\sigma^2}w^{(n-1)}(t) \quad (2.2)$$

Où A est l'amplitude et σ est la variance. La PSD de l'impulsion Gaussienne ainsi que la PSD de sa n -ième dérivée sont données par les équations suivantes :

$$W(f) = A\sqrt{2\pi}\sigma \times \exp\left(-\frac{(2\pi\sigma)^2}{2}\right) \quad (2.3)$$

$$W^n(f) = A(-i2\pi f)\sqrt{2\pi}\sigma \times \exp\left(-\frac{(2\pi\sigma)^2}{2}\right) \quad (2.4)$$

La Figure 2.1 montre les représentations temporelles et fréquentielles de l'impulsion Gaussienne et de ses premières dérivées.

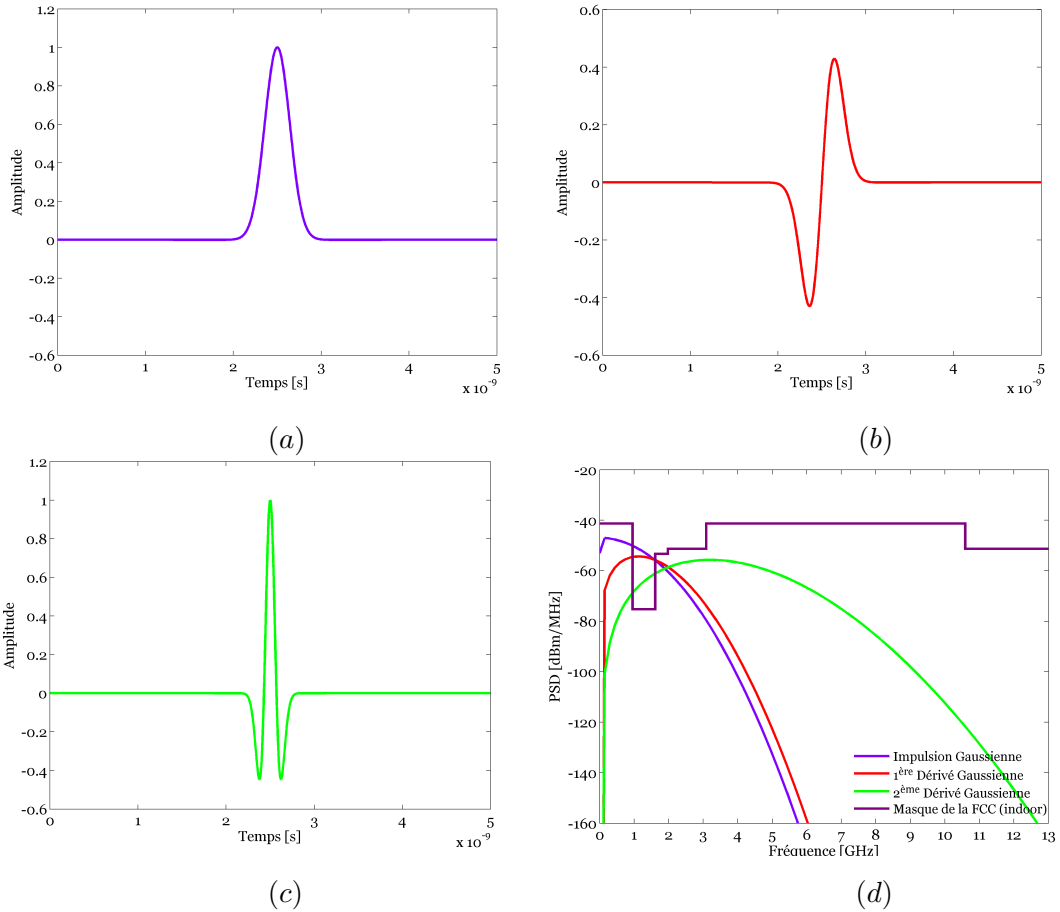


Figure 2.1: Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion Gaussienne et ses 2 premières dérivées, (a) l'impulsion Gaussienne, (b) la première dérivée, (c) la deuxième dérivée, (d) PSDs.

2.3 Modulations Associées à l'IR-UWB

La modulation joue un rôle important dans la robustesse des systèmes de communications. Elle peut être déterminante dans le débit de transmission de données, la complexité et le choix des architectures d'émission et de réception. Dans les systèmes de communications UWB diverses types de modulations peuvent être utilisées pour représenter l'information avant la transmission des impulsions.

2.3.1 Modulation PAM

La modulation par amplitude de l'impulsion (PAM) consiste à attribuer une amplitude donnée à chaque impulsion UWB en fonction de la donnée à transmettre. D'un point de vue mathématique, un signal UWB modulé en amplitude s'exprime :

$$s(t)_{PAM} = \sum_{j \in \mathbb{Z}} (a_j - \kappa) w(t - jT_s) \quad (2.5)$$

T_s est la durée des symboles, $a_j \in \{0, 1\}$ représente l'information binaire associée au symbole j à transmettre, $\kappa \in \mathbb{R}$ et $w(t)$ est l'impulsion UWB élémentaire. Ce type de modulation peut s'appliquer avec M états distincts d'amplitude, ce qui permet d'augmenter l'efficacité spectrale. Mais pour une puissance moyenne d'émission fixée, augmenter le nombre d'états M dégrade la probabilité d'erreur si toutes les amplitudes utilisées sont de même signe. La Figure 2.2 présente un exemple de modulation d'amplitude à deux états (2-PAM) pour la séquence [1 0 1 1 0 1].

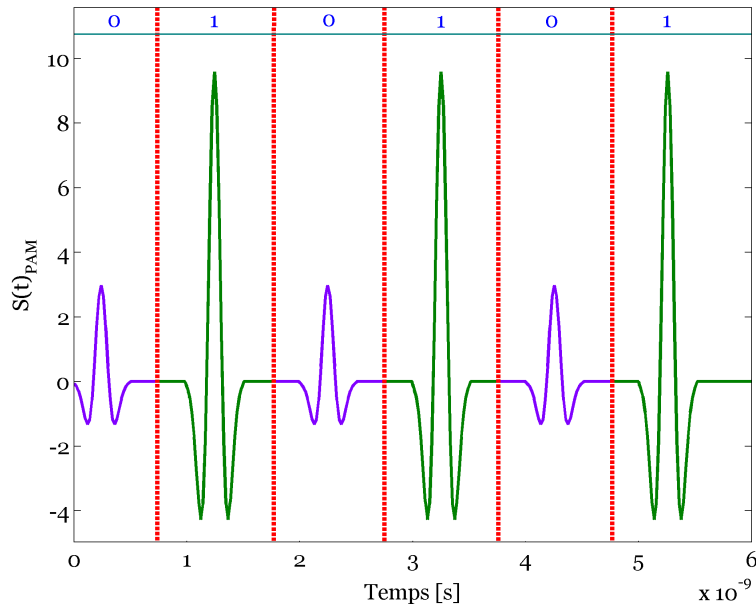


Figure 2.2: Représentation temporelle d'un train d'impulsions UWB modulées en PAM pour la séquence [1 0 1 1 0 1]

2.3.2 Modulation OOK

La modulation OOK (tout ou rien) est très utilisée dans les systèmes de communications optiques. Il s'agit d'un cas particulier de la modulation PAM présentée dans la section précédente. Elle consiste à coder l'information par la présence ou l'absence d'impulsion. Un signal UWB modulé en OOK s'exprime comme un signal modulé en PAM mais avec un coefficient d'amplitude $a_j \in \{0, 1\}$. Un signal modulé en OOK est donné par :

$$s(t)_{OOK} = \sum_{j \in Z} a_j w(t - jT_s), \quad a_j \in \{0, 1\} \quad (2.6)$$

La Figure 2.3 illustre une modulation OOK pour la séquence [0 1 0 1 0 1]. L'information "1" est transmise par l'émission d'une impulsion d'amplitude A tandis que l'absence d'impulsion correspond à la transmission de l'information "0".

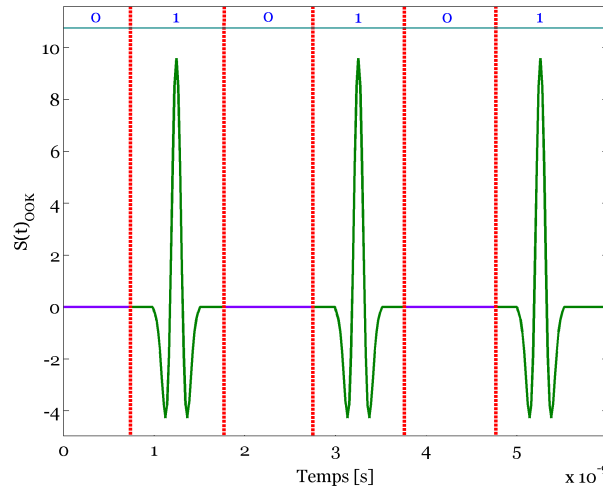


Figure 2.3: Représentation temporelle d'un train d'impulsions UWB modulées en OOK pour la séquence [0 1 0 1 0 1]

2.3.3 Modulation BPSK

La modulation BPSK peut être considérée comme une particularité de la modulation PAM. Elle consiste à utiliser la polarité de l'impulsion pour la transmission de l'information binaire. Pour un signal UWB modulé en BPSK, on conserve l'expression utilisée pour la PAM dont les amplitudes sont antipodales. On représente un signal modulé en BPSK comme suit :

$$s(t)_{BPSK} = \sum_{j \in Z} (2a_j - 1)w(t - jT_s), \quad a_j \in \{0, 1\} \quad (2.7)$$

La BPSK est illustrée en Figure 2.4 pour la séquence [0 1 0 1 0 1]. La phase de l'impulsion correspond à la transmission de l'information "0" est inversée par rapport à celle correspond à la transmission de l'information "1". La modulation BPSK existe également sous une variante nommée Différentielle (DBPSK), qui diffère de la BPSK classique en ce sens que la phase de l'impulsion dépend à la fois de l'information à transmettre et du symbole précédent.

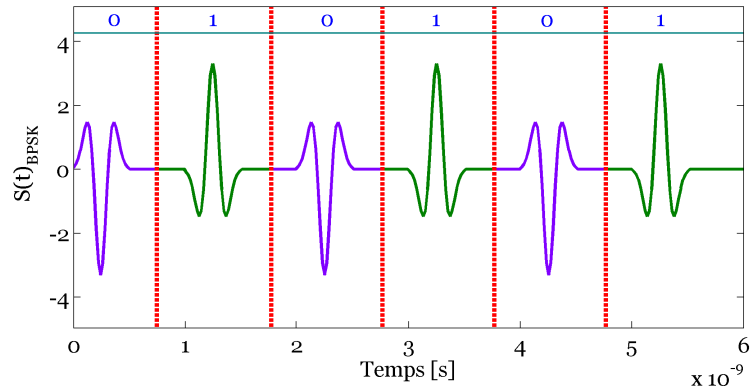


Figure 2.4: Représentation temporelle d'un train d'impulsions UWB modulées en BPSK pour la séquence [0 1 0 1 0 1]

2.3.4 Modulation PPM

La modulation par position de l'impulsion (PPM) est un type de modulation couramment utilisé pour l'UWB. Elle consiste à transmettre l'information à l'aide de la position temporelle de l'impulsion. Ce type de modulation peut s'appliquer avec M états de retards différents. Un signal $s(t)_{\text{PPM}}$ modulé en 2-PPM s'écrit :

$$s(t)_{\text{PPM}} = \sum_{j \in Z} w(t - jT_s - a_j \delta) \quad (2.8)$$

Où δ est l'intervalle de modulation associé à l'information transmise dans le symbole j . La Figure 2.5 illustre une modulation PPM à deux états pour la séquence [0 1 0 1 0 1]. L'information "1" est transmise par l'émission de l'impulsion UWB avec un retard tandis que l'absence de retard correspond à la transmission de l'information "0".

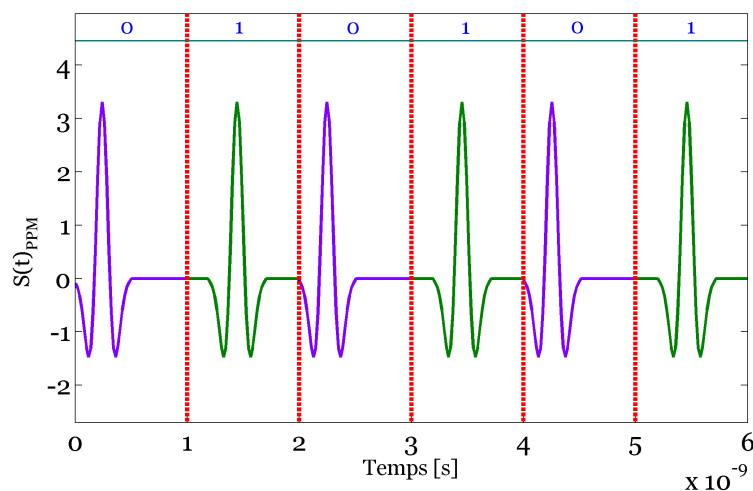


Figure 2.5: Représentation temporelle d'un train d'impulsions UWB modulées en PPM pour la séquence [0 1 0 1 0 1]

2.4 Modélisation des Émetteurs IR-UWB

Transmettre de l'information par le biais de la technologie IR-UWB requiert des dispositifs en mesure de générer les impulsions et de les moduler pour coder l'information. Le choix d'une architecture en émission dépend des applications du système. Plusieurs paramètres peuvent alors intervenir tels que les contraintes techniques d'implémentation, le coût, la complexité et la capacité à être configurable, les objectifs de performance ou encore l'environnement.

2.4.1 Modélisation du Signal TH-UWB

L'accès multiple par saut temporel (Time Hopping : TH) a été introduit par R. Scholtz dès 1993 [11-21], cette méthode d'accès multiple est la première utilisée avec la radio impulsienne et l'une des plus couramment employées de nos jours. Son principe consiste à différencier les utilisateurs par les instants d'émission des impulsions à l'aide d'un code pseudo-aléatoire connu de l'émetteur et du récepteur. Mathématiquement, un signal TH-UWB modulé en PAM, OOK, BPSK et PPM est donné par les équations suivantes :

$$s(t)_{TH-PAM}^{(k)} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{N_c-1} \sqrt{E_w} (a_j^{(k)} + \kappa) w(t - jN_f T_f - lT_f - c_l^{(k)} T_c) \quad (2.9)$$

$$s(t)_{TH-OOK}^{(k)} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{N_c-1} \sqrt{E_w} a_j^{(k)} w(t - jN_f T_f - lT_f - c_l^{(k)} T_c) \quad (2.10)$$

$$s(t)_{TH-BPSK}^{(k)} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{N_c-1} \sqrt{E_w} (2a_j^{(k)} - 1) w(t - jN_f T_f - lT_f - c_l^{(k)} T_c) \quad (2.11)$$

$$s(t)_{TH-PPM}^{(k)} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{N_c-1} \sqrt{E_w} w(t - jN_f T_f - lT_f - c_l^{(k)} T_c - a_j^{(k)} \delta) \quad (2.12)$$

Avec :

- E_w : l'énergie de l'impulsion transmise,
- T_f : la durée d'une trame,
- T_c : la durée d'un chip,
- N_f : le nombre de trames,
- N_c : le nombre de chips,
- $c_l^{(k)}$: le code de saut temporel périodique associé à l'utilisateur k .

Les Figures (2.6), (2.7), (2.8) et (2.9), montrent la représentations temporelles et fréquentielles d'un signal TH-UWB modulé en PAM, OOK, BPSK et PPM, respectivement pour un nombre de trames $N_f = 2$, une durée de trame $T_f = 2\text{ns}$, un nombre de chips $N_c = 3$ et un code de saut temporel périodique $\text{THC} = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1]$.

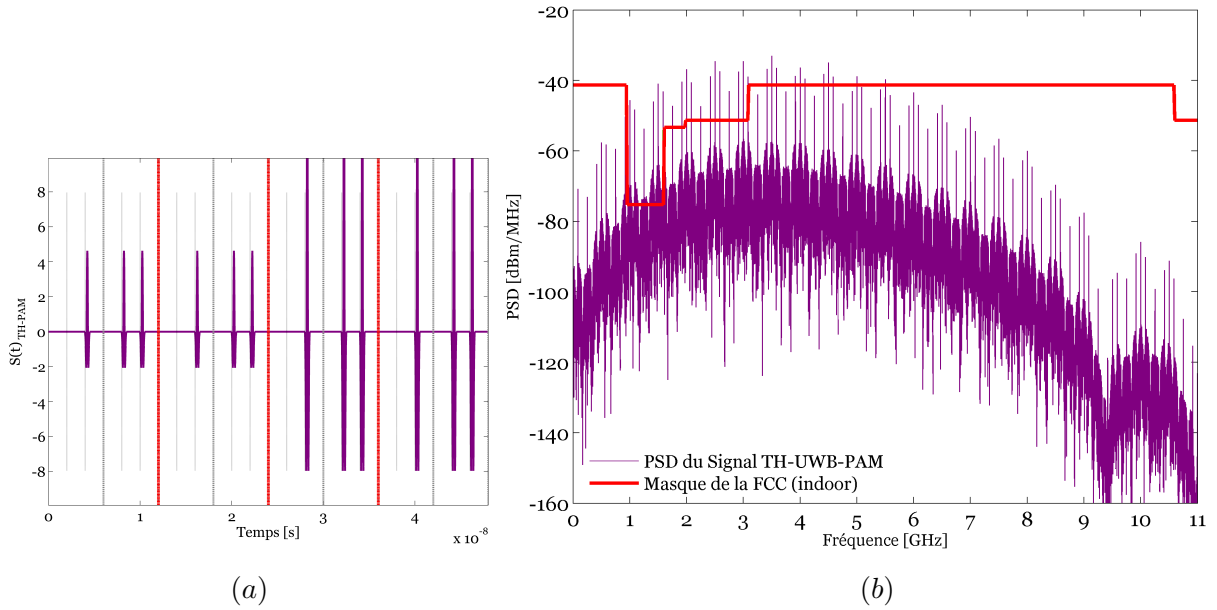


Figure 2.6: Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal TH-UWB modulé en PAM (a) Le signal TH-UWB modulé en PAM (b) Le PSD d'un signal TH-UWB modulé en PAM, $N_f = 2$, $N_c = 3$, $THC = [0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1]$

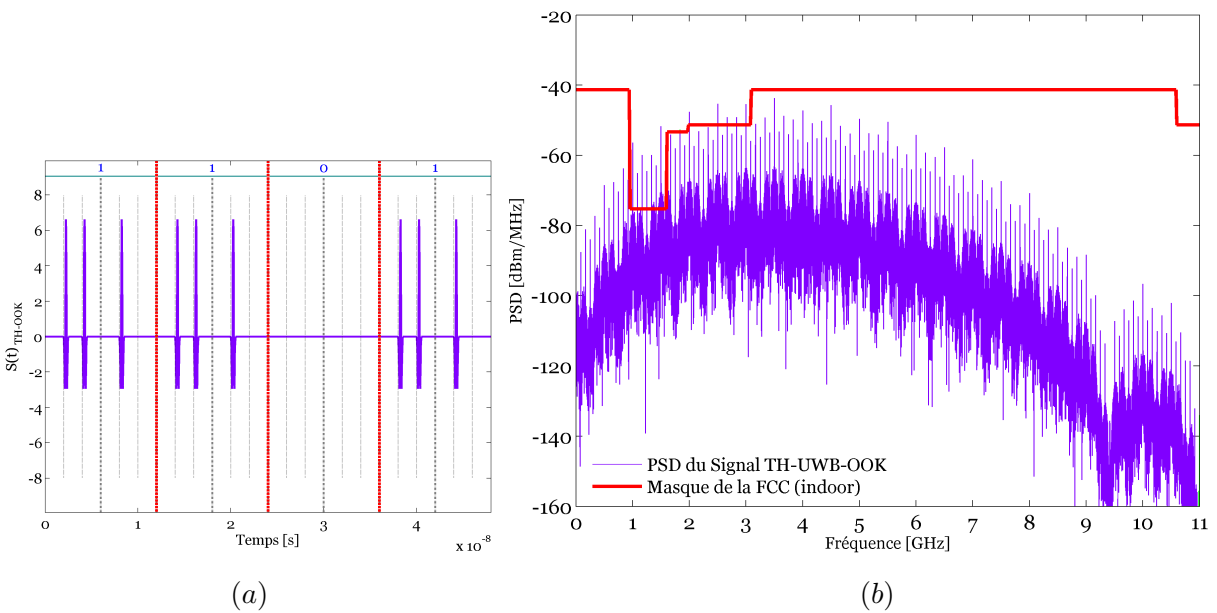


Figure 2.7: Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal TH-UWB modulé en OOK (a) Le signal TH-UWB modulé en OOK (b) Le PSD d'un signal TH-UWB modulé en OOK, $N_f = 2$, $N_c = 3$, $THC = [0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1]$

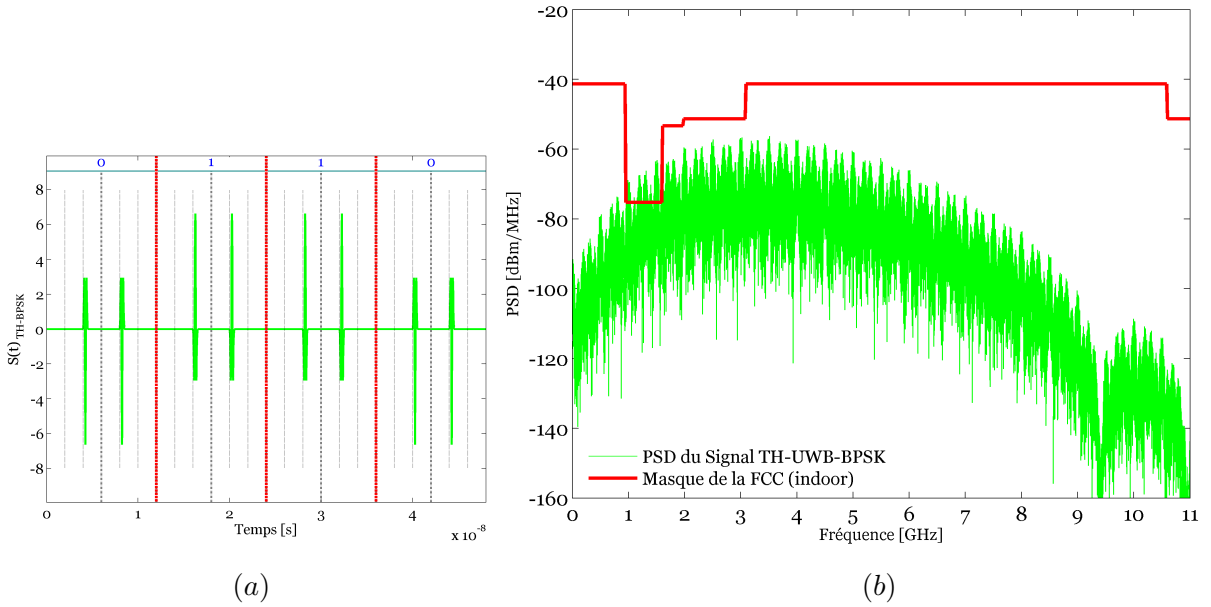


Figure 2.8: Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal TH-UWB modulé en BPSK (a) Le signal TH-UWB modulé en BPSK (b) Le PSD d'un signal TH-UWB modulé en BPSK, $N_f = 2$, $N_c = 3$, $THC = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1]$

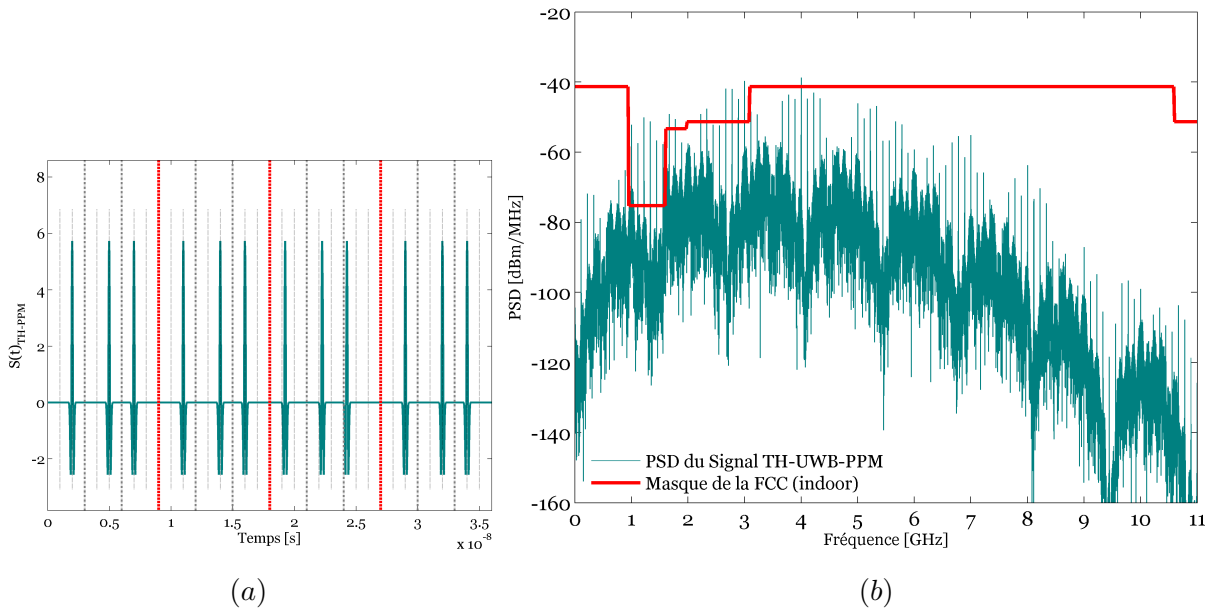


Figure 2.9: Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal TH-UWB modulé en PPM (a) Le signal TH-UWB modulé en PPM (b) Le PSD d'un signal TH-UWB modulé en PPM, $N_f = 2$, $N_c = 3$, $THC = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1]$

2.4.2 Modélisation du signal DS-UWB

L'UWB à séquence directe (DS-UWB) s'inspire des systèmes à étalement de spectre, avec l'impulsion UWB qui joue le rôle du chip. une impulsion UWB peut être émise dans chaque chip de la trame. En conséquence, le signal est transmis de façon continue. Les symboles transmis sont représentés par des codes d'étalement (DS) ternaires (i.e., composés de "1", "0" et " - 1") de la longueur de la trame. Chaque utilisateur se différencie par sa propre séquence pseudo-aléatoire [50][51]. L'expression du signal DS-UWB transmis par l'utilisateur k pour les modulations PAM, OOK, BPSK et PPM, respectivement est donnée par :

$$s(t)_{DS-PAM}^{(k)} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{N_c-1} \sqrt{E_w} (a_j^{(k)} - \kappa) c_l^{(k)} w(t - jN_f T_f - lT_f) \quad (2.13)$$

$$s(t)_{DS-OOK}^{(k)} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{N_c-1} \sqrt{E_w} a_j^{(k)} c_l^{(k)} w(t - jN_f T_f - lT_f) \quad (2.14)$$

$$s(t)_{DS-BPSK}^{(k)} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{N_c-1} \sqrt{E_w} (2a_j^{(k)} - 1) c_l^{(k)} w(t - jN_f T_f - lT_f) \quad (2.15)$$

$$s(t)_{DS-PPM}^{(k)} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{N_c-1} \sqrt{E_w} c_l^{(k)} w(t - jN_f T_f - lT_f - a_j^{(k)} \delta) \quad (2.16)$$

Les Figures (2.10), (2.11), (2.12) et (2.13), montrent les représentations temporelles et fréquentielles d'un signal DS-UWB modulé en PAM, OOK, BPSK et PPM, respectivement pour un nombre de trames $N_f = 2$, une durée de trame $T_f = 2\text{ns}$, un nombre de chips $N_c = 3$ et avec un code DS = [1 1 1 1 1 1]

2.4.3 Modélisation du signal TR-UWB

Un signal TR-UWB contient une paire d'impulsions, une impulsion non modulée appelée "impulsion de référence" et une impulsion modulée appelée "impulsion de donnée". Chaque symbole de données est représenté par un groupe de N_s trames, chacun de durée T_f . Le signal transmis par le k -ième utilisateur pour le cas d'une modulation BPSK peut être exprimé par [52] :

$$s(t)_{TR-UWB}^{(k)} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E_w} \left[d_j^{(k)} w(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c) + b_{[j/N_s]}^{(k)} w(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c - T_d^{(k)}) \right] \quad (2.17)$$

Où $d_j^k \in \{\pm 1\}$ et $b_{[j/N_s]}^k \in \{\pm 1\}$ est le paramètre qui détermine la polarité de l'impulsion de référence. Le retard $T_d^{(k)}$ correspond à l'emplacement temporel de l'impulsion de référence par rapport à l'impulsion modulée pour le k -ième utilisateur.

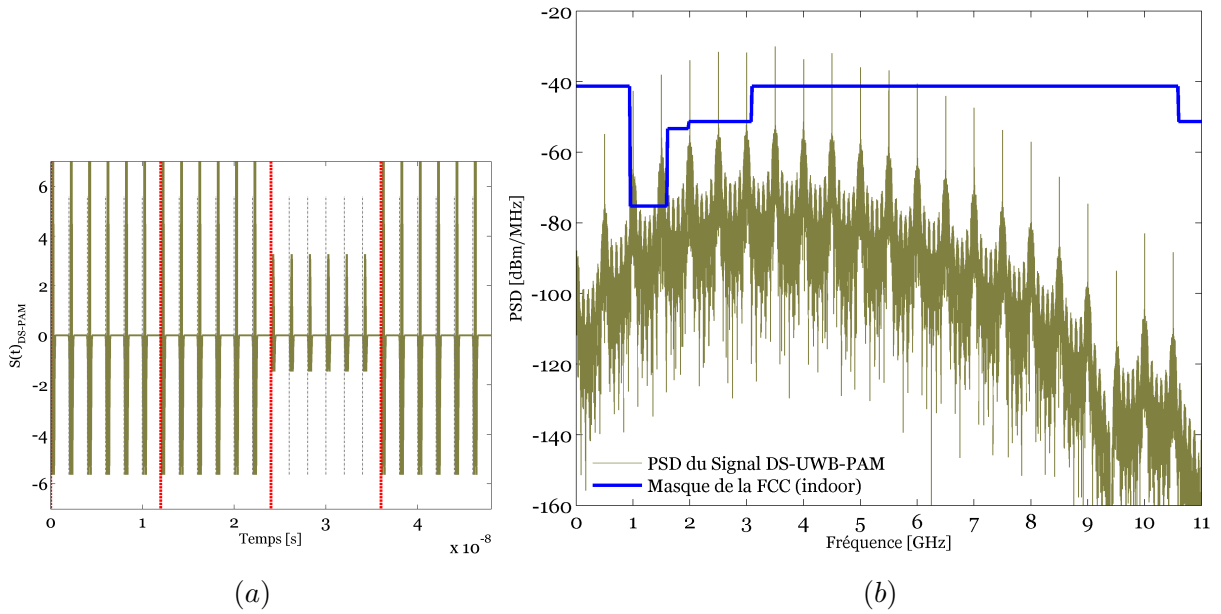


Figure 2.10: Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal DS-UWB modulé en PAM (a) Le signal DS-UWB modulé en PPM (b) Le PSD d'un signal DS-UWB modulé en PAM, $N_f = 2$, $N_c = 3$, $DS = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$

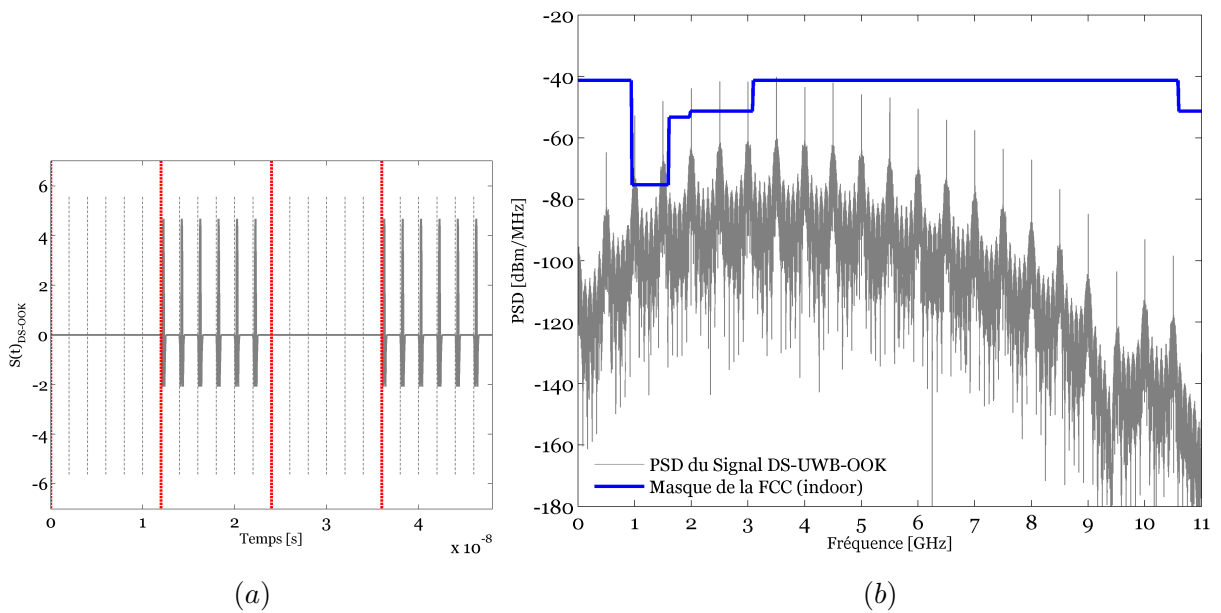


Figure 2.11: Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal DS-UWB modulé en OOK (a) Le signal DS-UWB modulé en OOK (b) Le PSD d'un signal DS-UWB modulé en OOK; $N_f = 2$, $N_c = 3$, $DS = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$

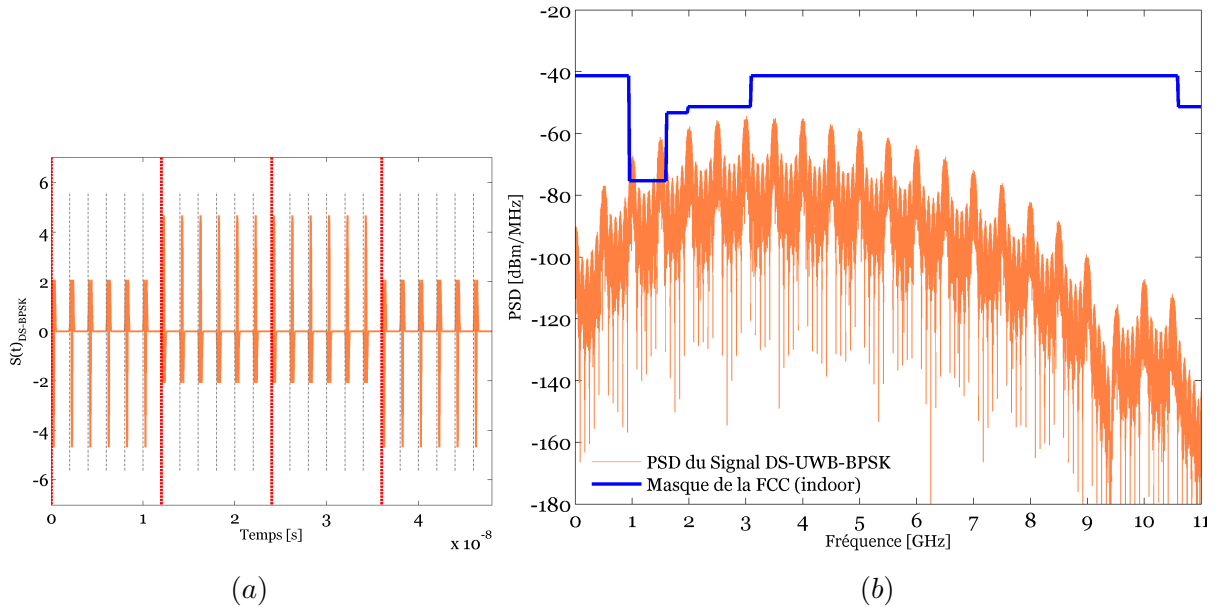


Figure 2.12: Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal DS-UWB modulé en BPSK (a) Le signal DS-UWB modulé en BPSK (b) Le PSD d'un signal DS-UWB modulé en BPSK, $N_f = 2$, $N_c = 3$, $DS = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$

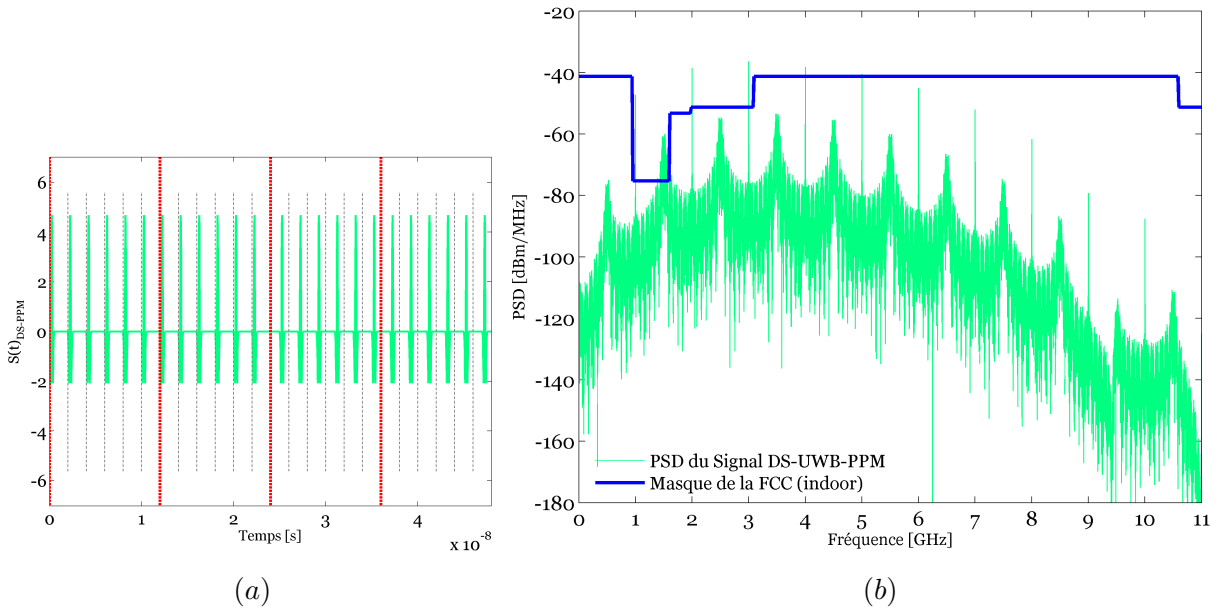


Figure 2.13: Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal DS-UWB modulé en PPM (a) Le signal DS-UWB modulé en PPM (b) Le PSD d'un signal DS-UWB modulé en PPM; $N_f = 2$, $N_c = 3$, $DS = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$

La Figure 2.14 montre la représentation de la PSD d'un signal TR-UWB modulé en BPSK, pour un nombre de trames $N_f = 1$, une durée de trame $T_f = 2\text{ns}$, un nombre de chips $N_c = 3$

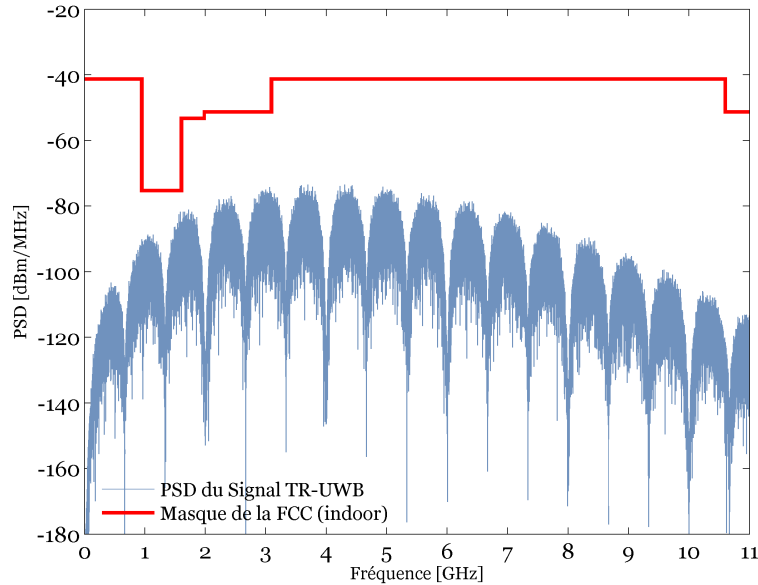


Figure 2.14: Représentation de PSD d'un signal TR-UWB modulé en BPSK, pour un nombre de trames $N_f = 1$, une durée de trame $T_f = 2ns$, un nombre de chips $N_c = 3$

2.5 Modélisation du Canal UWB

La modélisation de canal de propagation est une problématique bien connue dans le développement des systèmes de communications. En effet pour concevoir un système de communication ou analyser ses performances, il est nécessaire de prendre en compte les caractéristiques du canal associé au système. Les canaux de propagation sans fil sont étudiés depuis plus de 60 ans et de nombreux modèles ont été proposés. Cependant les systèmes UWB imposent de développer de nouveaux modèles car les phénomènes de propagation mis en jeu présentent des aspects différents de ceux des canaux conventionnels en raison des fréquences utilisées. En 2002 l'IEEE a proposé une première modélisation de canal dédié au standard IEEE 802.15.3a. Dans ce paragraphe, nous abordons les modèles IEEE de canaux de propagation UWB.

2.5.1 Notion du Canal de Transmission

Le canal de propagation est le milieu dans lequel se propage le signal de l'émetteur au récepteur. Dans un cas idéal, en espace libre, le signal est affecté uniquement d'une atténuation et d'un retard qui dépendent de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Néanmoins, le milieu de propagation est en général loin d'être idéal car il est composé d'un certain nombre d'obstacles perturbant la propagation du signal, créant ainsi un canal dit multi-trajet. Ceci est d'autant plus vrai avec la technologie UWB qui est pressentie pour une utilisation majoritairement en environnement de type indoor (résidentiel ou bureau). La propagation dans un canal peut être représentée par un ensemble de rayons.

Il faut également faire la distinction entre le canal de propagation et le canal de transmission. Le canal de propagation ne tient compte que des modifications en phase et en amplitude subies par l'onde électromagnétique en interagissant avec l'environnement dans lequel elle se propage [53]. Le canal de transmission englobe, en plus du canal de propagation, l'effet des antennes en émission et en réception sur le signal les traversant, en fonction de leurs caractéristiques comme le rayonnement, le gain, la directivité, l'adaptation, ... etc. (Figure 2.15).

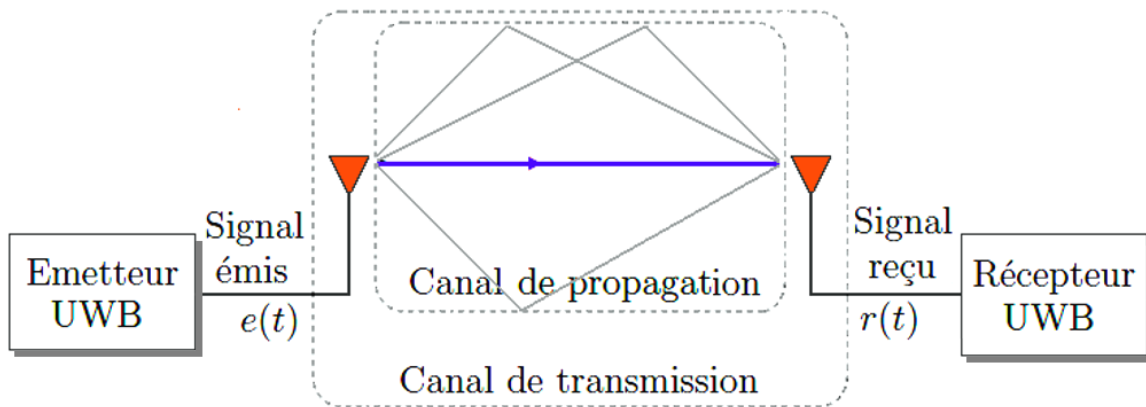


Figure 2.15: Illustration du canal de propagation et du canal de transmission

Dans le cas du modèle IEEE 802.15.3a, les antennes sont considérées comme idéales, c'est-à-dire qu'elles ont un gain indépendant de la fréquence.

2.5.2 Présentation de Modèle IEEE 802.15.3a

Le modèle de canal IEEE 802.15.3a a été développé à partir d'une dizaine de contributions s'appuyant toutes sur des mesures expérimentales, réalisées dans un environnement intérieur résidentiel [54]. Le modèle proposé est un modèle dérivé du modèle de Saleh et Valenzuela [55] qui tient en compte les différentes pertes d'atténuations et les aspects liés aux trajets multiples pour plusieurs types d'environnements indoor incluant plusieurs distances et des situations LOS et NLOS. Quatre configurations différentes identifiées par la nature de la liaison LOS ou NLOS et par la distance émetteur-récepteur ont été prises en compte (CM : Channel Model) :

- CM1 : correspond à une distance de 0 à 4 mètres en configuration LOS ;
- CM2 : correspond à une distance de 0 à 4 mètres en configuration NLOS ;
- CM3 : correspond à une distance de 4 à 10 mètres en configuration NLOS ;
- CM4 : correspond à une configuration NLOS sévère provoquant une grande dispersion des retards RMS (delay spread) de 25 ns.

2.5.3 Modélisation de l'Atténuation

Le modèle bien connu de l'atténuation de l'espace libre donné par la formule de transmission de Friis a été retenu pour modéliser l'atténuation des ondes liée à la propagation. Ainsi l'atténuation $PL(f, d)$ est donnée par :

$$PL(f, d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.18)$$

Cette modélisation très simple est celle utilisée en bande étroite pour une propagation en espace libre en présence de bruit blanc et sans effet " shadowing " (fading à grande échelle). Il faut noter qu'elle suppose que les antennes sont parfaitement isotropiques et présentent une réponse en fréquence constante. Autrement dit, l'influence des antennes n'est pas prise en compte.

2.5.4 Modélisation du Canal à Trajets Multiples

En présence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur, le signal émis est reçu comme une multitude de signaux atténués et retardés provenant des différents échos. Les atténuations et les retards varient selon le trajet suivi par le signal. La superposition des différents trajets de propagation conduit alors à une propagation dite à trajets multiples. Dans le cas de l'UWB, les mesures des canaux montrent que les différentes ondes arrivent par paquets (clusters) successifs. Cette propriété a orienté le choix du modèle vers celui proposé par Saleh-Valenzuela qui a été ensuite adapté au cas UWB. La distribution de Rayleigh traduisant les gains d'amplitudes des différents trajets a été remplacée par une distribution log-normale plus adaptée aux mesures obtenues. D'autre part, le phénomène de fading associé à chaque paquet ainsi qu'à chaque signal a été supposé indépendant des autres. Par ailleurs, les arrivées des paquets d'ondes sont modélisées par un processus de Poisson et pour chaque paquet, les arrivées des ondes sont aussi modélisées par un autre processus de Poisson. L'arrivée de l'ensemble des trajets obéit donc à un double processus de Poisson de paramètres différents adapté à l'échelle de temps. La réponse impulsionnelle du canal multi-trajet est donnée par :

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \beta_{k,l} \exp(i\theta_{k,l}) \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2.19)$$

où :

- l est l'indice des clusters ;
- k est l'indice des trajets à l'intérieur des clusters ;
- T_l est le retard du cluster l , i.e. l'instant d'arrivée du premier trajet dans le cluster d'indice l ;
- $\tau_{k,l}$ est le retard du k - ième trajet du cluster l , relativement à l'instant d'arrivée T_l du premier trajet du cluster (donc par définition, $\tau_{k,l} = 0, \forall l$) ;

- $\beta_{k,l}$ est le coefficient d'amplitude du trajet k au sein du cluster l , la puissance de ce trajet étant donnée par $\beta_{k,l}^2$;
- $\theta_{k,l}$ est la phase associée au trajet k au sein du cluster l ($\theta_{k,l} \in [0, 2\pi)$) ;
- X est une variable aléatoire d'amplitude qui suit une loi de type log-normal.

Les instants d'arrivée des clusters T_l sont modélisés par un processus de Poisson de taux d'apparition Λ . Le temps entre deux clusters suit donc une loi exponentielle de paramètre Λ :

$$p(T_l|T_{l-1}) = \Lambda \exp\left(-\Lambda(T_l - T_{l-1})\right) \quad (2.20)$$

Le temps moyen entre deux clusters est donc de $1/\Lambda$. De même, les instants d'arrivée des trajets $\tau_{k,l}$ au sein d'un cluster sont modélisés par une loi de Poisson de taux d'apparition λ . Les trajets sont donc espacés d'un temps régi par une loi exponentielle de paramètre λ :

$$p(\tau_l|\tau_{l-1}) = \lambda \exp\left(-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})\right) \quad (2.21)$$

La puissance moyenne des clusters (resp. des trajets intra-cluster) suit une décroissance exponentielle de constante de temps Γ (resp. γ). Pour chaque trajet d'indices (k, l) , la puissance moyenne $\overline{\beta_{k,l}^2}$ est égale à la moyenne temporelle des puissances $\beta_{k,l}^2$ de chaque réalisation, et s'exprime donc par :

$$\overline{\beta_{k,l}^2} \equiv \overline{\beta^2(T_l, \tau_{k,l})} = \overline{\beta^2(0, 0)} \exp(-T_l/\Gamma) \exp(-\tau_{k,l}/\gamma) \quad (2.22)$$

où $\overline{\beta^2(0, 0)} = \overline{\beta_{0,0}^2}$ est la puissance moyenne du premier trajet du premier cluster. Le temps de décroissance de la puissance des trajets au sein d'un cluster est plus faible que le temps de décroissance de la puissance des clusters ($\Gamma > \gamma$). La Figure 2.16 représente schématiquement le profil puissance-retard (PDP) et les décroissances exponentielles associées.

La valeur moyenne de la puissance des trajets $\overline{\beta_{k,l}^2}$ décroît de manière déterministe suivant leurs instants d'arrivée. De son côté, la distribution de la puissance normalisée des trajets $\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}$ est indépendante des retards.

Le modèle de Saleh-Valenzuela [55] s'applique dans sa forme originale aux systèmes bande étroite. Il propose une répartition des puissances suivant une loi exponentielle :

$$p(\beta_{k,l}^2) = \frac{1}{\overline{\beta_{k,l}^2}} \exp\left(-\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}\right) \quad (2.23)$$

et une répartition du module des trajets suivant une loi de Rayleigh :

$$p(\beta_{k,l}) = \frac{2\beta_{k,l}}{\overline{\beta_{k,l}^2}} \exp\left(-\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}\right) \quad (2.24)$$

En effet, dans un système bande étroite, la résolution temporelle du récepteur est très large (elle est inversement proportionnelle à la largeur de la bande). L'échelle des temps est partitionnée en *bins* correspondant au temps de résolution du récepteur. Pour un système

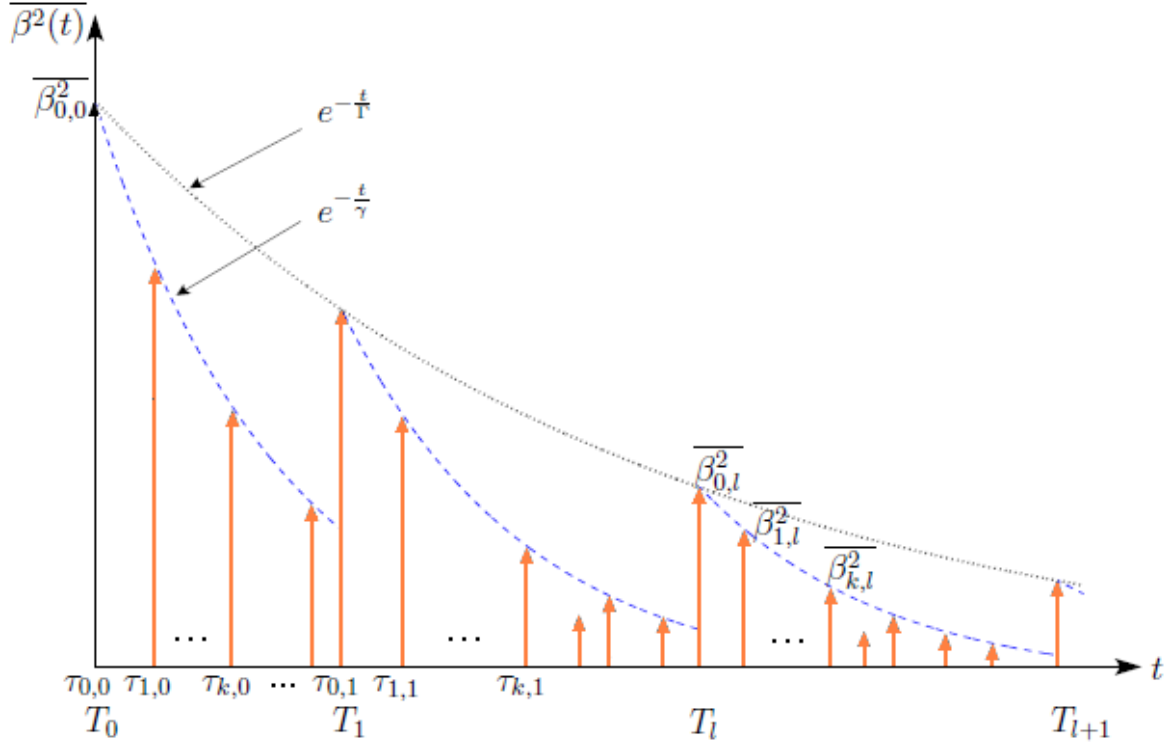


Figure 2.16: Représentation schématique du profil puissance-retard selon le formalisme de Saleh-Valenzuela.

bande étroite, à l'instant t_k correspondant au début du k – ième *bin*, chaque trajet d'indice n contenu dans ce *bin* est caractérisé par son amplitude $\alpha_{k,n}$ et sa phase $\phi_{k,n}$. Pour le *bin* considéré, la puissance du trajet résultant, *i.e.* observable par le récepteur bande étroite, est le module carré de la somme des trajets contenus dans ce *bin* :

$$\beta_k^2 = \left| \sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} e^{j\phi_{k,n}} \right|^2 = \left(\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \cos(\phi_{k,n}) \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \sin(\phi_{k,n}) \right)^2 \quad (2.25)$$

où les sommes sont effectuées sur le nombre N_k de trajets arrivant dans l'intervalle de temps du *bin* k considéré.

Dans un système bande étroite, la durée d'un *bin* est grande et par conséquent, le nombre de trajets N_k au sein d'un *bin* est élevé. Finalement, en vertu de la loi des grands nombres, les variables aléatoires $\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \cos(\phi_{k,n})$ et $\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \sin(\phi_{k,n})$ suivent une loi gaussienne centrée et de même variance. La somme de leur carré β_k^2 est donc une variable aléatoire suivant une loi exponentielle et sa racine carrée β_k suit une loi de Rayleigh.

Pour les systèmes UWB, la résolution temporelle est très fine et la durée des *bins* est très courte. Par conséquent, le nombre de trajets contenus dans un *bin* est très faible, la loi des grands nombres n'est donc plus vérifiée dans ce cas. C'est pourquoi, pour le modèle IEEE 802.15.3a, la loi de Rayleigh est remplacée par une loi log-normale offrant une meilleure adéquation entre le modèle et les observations expérimentales.

On obtient ainsi :

$$20\log_{10}(\beta_{k,l}) \propto N(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (2.26)$$

ou encore

$$\beta_{k,l} = 10^{\frac{\mu_{k,l} + n_1 + n_2}{20}} \quad (2.27)$$

où $n_1 \propto N(0, \sigma_1^2)$ et $n_2 \propto N(0, \sigma_2^2)$ sont indépendants et correspondent aux variations d'amplitude s'appliquant respectivement à chaque cluster et à chaque trajet. Les paramètres σ_1^2 et σ_2^2 sont donc les variances observées respectivement sur les clusters et les trajets.

La moyenne $\mu_{k,l}$ de la loi normale (Equ.2.28) est obtenue à partir de l'expression de la moyenne $\overline{\beta_{k,l}^2}$ donnée par l'équation (2.22). À l'aide des formules de conversion de loi log-normale vers loi normale, on obtient la formule de cette moyenne :

$$\mu_{k,l} = \frac{1}{\ln(10)} \left(10\ln(\overline{\beta_{k,l}^2}) - 10\frac{T_l}{\Gamma} - 10\frac{\tau_{k,l}}{\gamma} \right) - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)\ln(10)}{20} \quad (2.28)$$

Enfin, la variance (en dB) de la fluctuation du niveau de la puissance totale X pour une réalisation est définie par :

$$20 \log_{10}(X) \propto N(0, \sigma_X^2) \quad (2.29)$$

La Figure 2.17 présente la réponse impulsionnelle d'une réalisation de canal pour chaque version du modèle IEEE 802.15.3a.

2.5.5 Valeurs des 4 Ensembles de Paramètres du Modèle

Comme nous venons de le voir, sept paramètres caractérisent le modèle IEEE 802.15.3a :

- Λ et λ : paramètres des processus de Poisson pour l'arrivée des clusters et des trajets ;
- Γ et γ : paramètres de la décroissance exponentielle de la moyenne des puissances des clusters et des trajets ;
- σ_1 et σ_2 : paramètres de fading log-normal pour les clusters et les trajets
- σ_X : paramètre de shadowing log-normal s'appliquant à l'ensemble de la réponse impulsionnelle

Le groupe de travail IEEE 802.15.3a a défini quatre configurations différentes identifiées par la nature de la liaison (LOS ou NLOS) et par la distance émetteur–récepteur. En fonction de valeurs spécifiques attribuées aux paramètres précédents, on peut décrire quatre canaux correspondant à chacune de ces situations :

- le modèle de canal CM1 correspond à une distance de 0 à 4 mètres en situation de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (LOS) ;

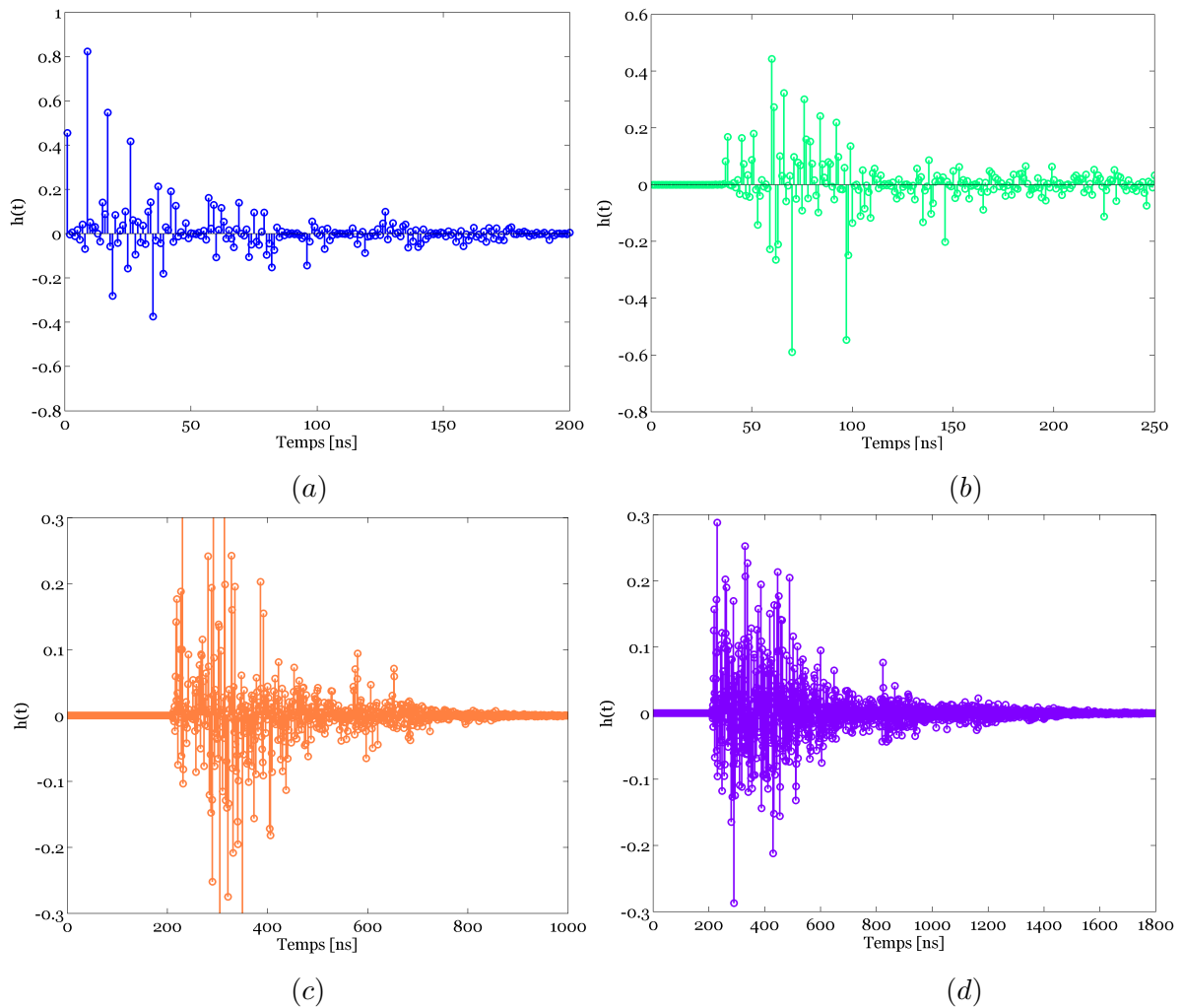


Figure 2.17: Les réponses impulsionnelles de canaux UWB obtenues à partir de modèle IEEE 802.15.3a IEEE 802.15.3a. (a) CM1. (b) CM2. (c) CM3. (d) CM4.

- le modèle de canal CM2 correspond à une distance de 0 à 4 mètres en situation d'absence de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (NLOS) ;
- le modèle de canal CM3 correspond à une distance de 4 à 10 mètres en situation d'absence de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (NLOS) ;
- le modèle de canal CM4 correspond à une configuration NLOS sévère provoquant une grande dispersion des retards RMS delay spread de 25 ns.

Le Tableau 2.1 présente les principales caractéristiques de ces quatre canaux. Elles ont été utilisées pour dimensionner les paramètres des quatre ensembles du modèle présentés dans le Tableau 2.2

Table 2.1: Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.3a pour les quatre ensembles de paramètres

Paramètre	CM1	CM2	CM3	CM4
Mean excess delay (τ_m) [ns]	5.05	10.38	14.18	30
RMS delay spread (τ_{RMS}) [ns]	5.28	8.03	14.28	25
NP _{10dB}	12.5	15.3	35	41.2
NP _{85%}	24	36.1	61.54	123.3

Table 2.2: Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a

Paramètre	CM1	CM2	CM3	CM4
Λ [1/ns]	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ [1/ns]	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ [ns]	7.1	5.5	14	24
γ [ns]	4.3	6.7	7.9	12
σ_1 [dB]	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 [dB]	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_X [dB]	3	3	3	3

2.6 Modélisation des Récepteurs IR-UWB

La réception du signal consiste à retrouver l'information contenue dans le signal reçu. Cette opération est difficile car le signal émis subit de nombreuses déformations liées au canal de propagation, aux différents circuits, aux antennes, au bruit et aux interférences. 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 se caractérise par la combinaison du bruit avec la convolution entre le signal transmis et la réponse impulsionnelle du canal. Deux phases caractérisent ce processus de réception du signal :

- La synchronisation : elle consiste à caler le récepteur sur les instants d'arrivée des impulsions dans la mesure où celles-ci ont subi l'influence du canal, notamment la dispersion de l'énergie de chaque impulsion à travers les trajets multiples.
- La démodulation : son principe est de retrouver quelle information a été transmise à travers les impulsions reçues.

Le problème de la conception du récepteur est alors de trouver la meilleure voie pour détecter l'information émise à partir du signal reçu. Trois architectures de récepteurs IR-UWB sont classiquement rencontrées dans la littérature :

- le récepteur RAKE
- le détecteur d'énergie (ED : Energy Detector)
- le récepteur à Transmission de Référence (TR : Transmitted-Reference)

2.6.1 Le Récepteur RAKE

Le récepteur de type RAKE (râteau ou récepteur à doigts) est une solution proposée par Price et Green en 1958 [56]. L'idée générale est d'exploiter les différentes composantes des trajets multiples liées au canal de propagation pour améliorer la prise de décision. En d'autres termes c'est l'adaptation du récepteur au canal en décomposant la réponse impulsionnelle.

Un récepteur RAKE est constitué d'un nombre de doigts réalisant chacun une corrélation sur le trajet sur lequel il est verrouillé, suivis d'une opération de combinaison sur l'ensemble des sorties des doigts. La performance du récepteur RAKE dépend de la technique de sélection des trajets ainsi que de la méthode de combinaisons utilisées.

Selon la technique de sélection des trajets on distingue les récepteurs Rake suivants :

- Le Rake Idéal (A-Rake) : le récepteur rake idéal appelé aussi total Rake (A-Rake : All Rake) utilise une sélection maximale pour capturer toute l'énergie du signal reçu avec un nombre de doigts équivalent au nombre de trajets du canal, on parle alors d'un nombre très élevé de doigts, ce qui rend son implémentation très complexe voire impossible.
- Le Rake Sélectif (S-Rake) : il consiste à opérer des corrélations uniquement sur les trajets de plus forte amplitude parmi les trajets de la réponse impulsionnelle du canal. Le nombre de trajets sélectionnés peut être limité au nombre de doigts du récepteur ou encore il peut correspondre aux trajets qui ont une amplitude supérieure à un seuil déterminé. La combinaison de différents trajets (consécutifs ou éparpillés) ayant une énergie significative permet de réduire considérablement la complexité du S-Rake comparé au A-Rake.
- Le Rake Partiel (P-Rake) : ce récepteur consiste à combiner les premiers trajets arrivés. Cette approche s'appuie sur l'hypothèse que les premiers trajets arrivés sont les plus forts et contiennent le plus d'énergie, c.-à-d. la connaissance des amplitudes n'est pas requise. Cependant avec le canal UWB, les premiers trajets ne sont pas toujours les plus forts, ce qui ne permet pas d'envisager des performances optimales avec le P-Rake. En termes de conception ce récepteur est le moins complexe par rapport aux deux précédents.

La Figure 2.18 montre le principe du récepteur Rake. La corrélation indexée par k correspond à celle entre l'impulsion élémentaire $w(t)$ synchronisée avec le k ième trajet et le signal reçu. Une fois cette opération de corrélation est effectuée, les différents trajets sont combinés ce qui produit la variable de décision.

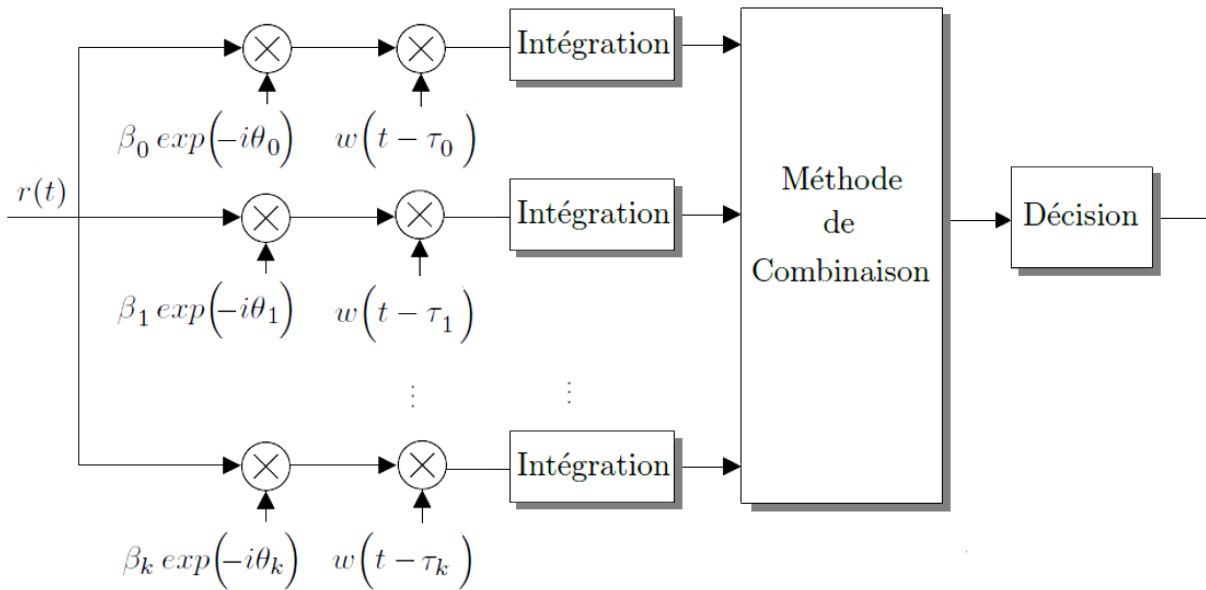


Figure 2.18: Le principe du récepteur Rake.

2.6.2 Le Récepteur à Détection d'Énergie (ED)

Le récepteur ED est basé sur les travaux présentés en 1967 par Urkowitz [57] concernant la détection d'énergie de signaux déterministes inconnus. Le récepteur ED n'est pas en mesure de discerner la phase du signal reçu, ce qui le rend inapproprié pour les modulations de phase. Du fait de l'élévation au carré du signal, la modulation OOK est la plus utilisée dans ces récepteurs. Le récepteur ED est constitué d'un filtre qui sélectionne la bande de fréquence désirée. Le signal filtré est multiplié par lui-même afin de calculer sa puissance instantanée. Un intégrateur est utilisé pour calculer l'énergie du signal reçu pendant une ou plusieurs durées d'observation (Figure 2.19).

Ensuite, le signal obtenu est échantillonné pour obtenir les variables de décisions qui sont comparés à un seuil de décision. Le principal avantage de récepteur ED réside dans leur simplicité par rapport aux récepteur RAKE, cependant il présente des performances moins bonnes surtout avec un SNR faible.

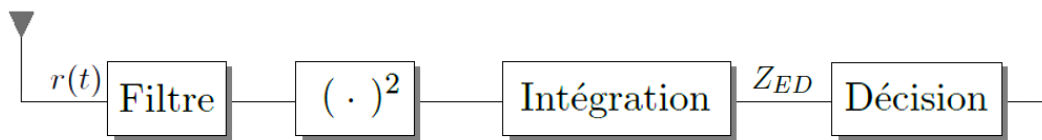


Figure 2.19: Le principe du récepteur à détection d'énergie (ED).

Chaque symbole est estimé à partir de la variable de décision suivante qui est comparé à un seuil :

$$Z_{ED} = \sum_{j=1}^{N_s} \left| \int_{(T_i)} |r(t)|^2 dt \right| \quad (2.30)$$

2.6.3 Le Récepteur à Transmission de Référence (TR)

Le récepteur TR, également désigné par récepteur à autocorrélation (AcR : Autocorrelation Receiver) développé en 2000 et rendu public en 2002 par Hooctor et Tomlinson [52] est le troisième type de récepteur que l'on retrouve dans la littérature de l'IR-UWB. Le principal avantage de récepteur TR est qu'il propose une solution qui évite la nécessité de réaliser une estimation de canal et qui élimine aussi le problème de connaître la forme d'onde des signaux "template". Il est basé sur la corrélation du signal reçu par sa version retardée. La Figure 2.20 montre le principe d'un récepteur TR.

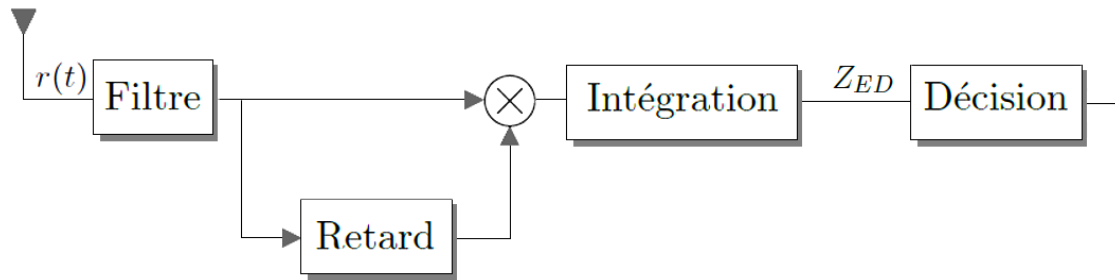


Figure 2.20: Le principe du récepteur à transmission de référence (TR).

la variable de décision permettant d'estimer chaque symbole est donnée par :

$$Z_{TR} = \sum_{j=1}^{N_s} \int_{(T_i)} r(t)r(t - T_d)dt \quad (2.31)$$

2.7 Conclusion

Ce deuxième chapitre a été consacré essentiellement à introduire les paramètres de la couche physique de systèmes de communications radio impulsionnelle ultra large bande (IR-UWB). Dans un premier temps, nous avons présenté la forme de l'impulsion UWB élémentaire ainsi que la modélisation des émetteurs utilisés dans les systèmes IR-UWB (TH-UWB, DS-UWB et TR-UWB) avec les différentes techniques de modulation. Dans la deuxième partie du chapitre nous avons présenté la modélisation du canal de propagation UWB et les différents récepteurs envisagés pour l'IR-UWB. À la fin de ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude et la modélisation de système TR-UWB. En effet, contrairement aux autres systèmes IR-UWB, le système TR-UWB présente une structure pratique et simple, sans l'exigence de la synchronisation précise et la nécessité d'une estimation du canal et aussi avec des débits favorables. Mes travaux concernant la modélisation d'un système de communication TR-UWB dans un contexte multi-utilisateur sous l'existence de l'interférence impulsive seront décrits dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Modélisation de l'Interférence Multi-Utilisateur dans les Systèmes de Communications TR-UWB

L'imagination est plus importante que le savoir.

Albert Einstein

3.1 Introduction

La technologie UWB qui fonctionne avec des impulsions de très courte durée a été approuvée par la FCC en Février 2002 pour les systèmes de communications sans fil de courte portée et à haut débit. Pour minimiser les interférences entre les systèmes NB ou WB et les systèmes UWB, la puissance isotrope rayonnée (PIRE) d'un système UWB ne doit pas dépasser -41 dBm / MHz dans la bande de 3.1 GHz à 10.6 GHz. En raison de ces limitations en puissance transmise et à cause de la dispersion énergétique de chaque impulsion UWB envoyée sur un grand nombre de composantes de trajets multiples, il est essentiel d'utiliser en réception un récepteur très efficace qui peut rassembler le maximum d'énergie du signal émis. Dans la littérature, le récepteur RAKE a été proposé pour les systèmes UWB grâce à son aptitude de capter l'énergie de propagation dans un canal à trajets multiples [58][59]. Cependant, il existe certaines difficultés dans la mise en oeuvre de ce récepteur. Parmi ces challenges on trouve, l'exigence de la synchronisation précise et la nécessité d'une estimation parfaite du canal. En outre, le besoin d'un grand nombre de doigts (branches) pour obtenir une performance acceptable augmente la complexité du récepteur Rake. Pour surmonter ces difficultés, Hooctor et Tomilson [52] ont proposé une structure pratique et simple, appelée TR-UWB. Dans les systèmes TR- UWB, les impulsions sont transmises en paires d'impulsion pour chaque trame, où la première impulsion non modulée agit comme une référence pour détecter la deuxième impulsion modulée. A l'étage de réception, un simple récepteur d'auto-corrélation (AcR) permet de détecter le signal UWB sans aucune complexité. Le récepteur AcR réalise en premier lieu la corrélation du signal modulé (de données) avec le signal de non-modulé (de référence). Ensuite l'intégration sur un certain intervalle de temps permet de recueillir suffisamment d'énergie du signal UWB. Afin d'améliorer le récepteur TR-UWB de nombreuses techniques ont été proposées. En [60] un système TR-UWB basé sur un test de vraisemblance généralisé (GLRT) a été étudié. En [61], une méthode de détection hybride composée d'un filtre adaptative suivi par un AcR a été proposée pour améliorer la performance d'un système

TR-UWB. En [62], un nouveau récepteur TR-UWB a été proposé, où la ligne à retard est remplacée par une technique de retard fréquentiel ce récepteur est appelé FSR-UWB. En [63], un système TR différentiel (DTR) avec " chip-time processing " a été proposé avec une analyse de performance. En [64], un système appelé TRPC-UWB a été conçu, le principe de ce système est basé sur l'utilisation d'un espacement uniforme entre toutes les impulsions de référence et de données à l'intérieur de chaque cluster. Cette technique a permis de réduire la longueur de la ligne à retard. En [65], les auteurs ont présenté un récepteur TR -UWB sans la ligne à retard. La séparation entre les impulsions de données et les impulsions de référence est réalisée par un code orthogonal de multiplexage.

Cependant, moins de travaux ont été consacrés à l'étude d'accès multiple et le problème de l'interférence multi-utilisateur (MUI) dans les systèmes TR-UWB [66][67][68]. La plupart des récepteurs AcR qui existent dans la littérature utilisent l'Approximation Gaussienne Standard (SGA) pour modéliser l'interférence multi-utilisateur (MUI). Il s'agit d'une hypothèse utilisée dans la plupart des systèmes NB et WB multi-utilisateur classiques.

Dans ce chapitre, nous présentons une description détaillée de système TR-UWB. Ensuite, nous développons une analyse de performance basée sur la probabilité d'erreur binaire (BEP) pour le cas mono-utilisateur dans un canal AWGN. Le développement analytique est étendu pour le cas d'un canal multi-trajet. Le reste de ce chapitre est consacrée à la modélisation statistique de l'MUI dans un système TR-UWB asynchrone à accès multiple, en montrant l'imprécision de l'approximation "SGA" et le comportement impulsive de l'MUI. La modélisation est élargie à l'existence d'une source d'interférence Impulsive.

3.2 Modélisation d'un Système TR-UWB Mono-Utilisateur

3.2.1 Modèle du Signal TR-UWB Transmis

On considère un système de communication TR-UWB Point-à-Point, où chaque trame de signal UWB contient une paire d'impulsions. Chaque paire contient deux impulsions, une impulsion non modulée appelée " impulsion de référence " et une impulsion modulée appelée " impulsion de donnée ". Afin de collecter le maximum d'énergie par symbole au niveau de récepteur, chaque symbole de données est représenté par un groupe de N_s trames, chacun de durée T_f . Supposons le cas d'une modulation BPSK, le signal transmis par le k -ième utilisateur peut être exprimé par :

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E_w} d_j^{(k)} \left[w_{tr} \left(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c \right) + b_{[j/N_s]}^{(k)} w_{tr} \left(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c - T_d^{(k)} \right) \right] \quad (3.1)$$

Où $d_j^k \in \{ \pm 1 \}$ et $b_{[j/N_s]}^{(k)} \in \{ \pm 1 \}$ est le paramètre qui détermine la polarité de l'impulsion de référence. Le retard $T_d^{(k)}$ correspond à l'emplacement temporel de l'impulsion de référence par rapport à l'impulsion modulée pour le k -ième utilisateur. On note que le retard $T_d^{(k)}$ doit

être inférieur au retard maximal de canal de propagation $T_{m_{ds}}$. La forme de l'impulsion $w_{tr}(t)$ est modélisée par la dérivée Gaussienne d'ordre 2 donnée par :

$$w_{tr}(t) = A \times \left(\left[1 - 4\pi \left(\frac{t - t_d}{\tau_m} \right)^2 \right] \exp \left[-2\pi \left(\frac{t - t_d}{\tau_m} \right)^2 \right] \right) \quad (3.2)$$

t_d correspond à l'emplacement temporel du centre de l'impulsion $w_{tr}(t)$ et le paramètre τ_m est le variable qui détermine la durée T_p de cette impulsion. Le paramètre A est un facteur de normalisation qui fixe l'énergie totale à 1 par symbole. Le système TR-UWB proposé par Hoor-Tamlinson ne souffre pas des problèmes mentionnés précédemment pour le récepteur Rake. La Figure 3.1 ci-dessous montre ce système en schéma bloc. Le coeur de système TR-UWB est connu comme "récepteur d'auto-corrélation" (AcR). La Figure 3.2 montre un signal TR-UWB mis en oeuvre par la transmission de paire d'impulsions identiques (appelée doublets) séparées par un intervalle de temps T_d , connu à la fois par l'émetteur et le récepteur.

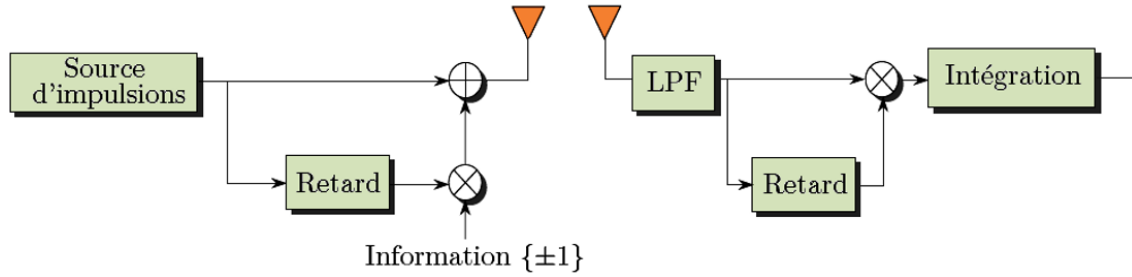


Figure 3.1: Description d'un système de communications TR-UWB : (a) un émetteur TR-UWB, (b) un récepteur TR-UWB

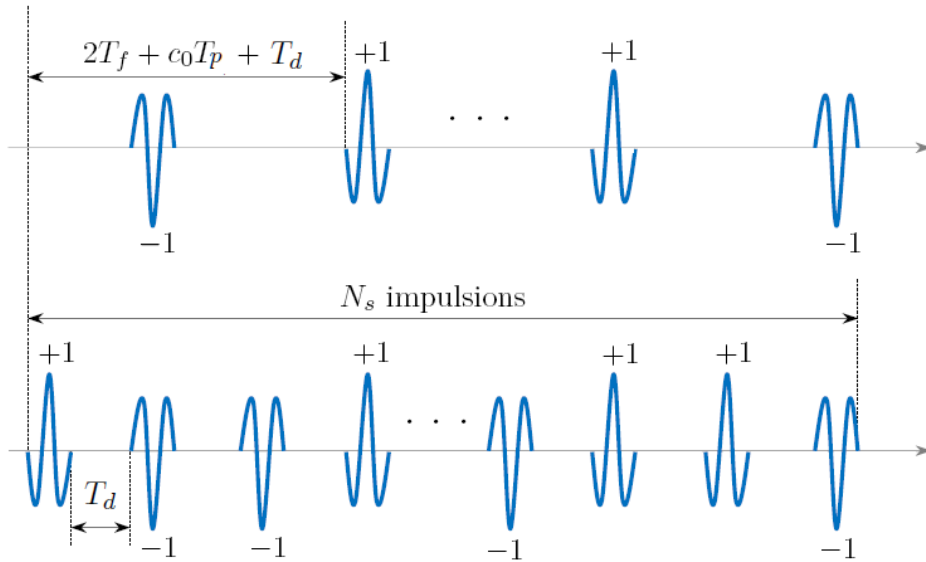


Figure 3.2: Représentation d'un signal TR-UWB

3.2.2 Expression Analytique de BEP dans un Canal AWGN

Dans un canal AWGN le signal TR-UWB reçu est donné par :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (3.3)$$

Où $s(t)$ est le signal transmis par un utilisateur TR-UWB, $n(t)$ est un AWGN de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance $N_0/2$. En remplaçant l'équation (3.1) pour le cas d'un système TR-UWB mono-utilisateur dans l'équation (3.3), et en supposant que le filtre passe-bas (LPF) utilisé est sans distorsion. Dans ce cas le signal reçu pendant chaque durée de symbole peut être exprimé par :

$$\begin{aligned} r(t) = & \sum_{j=0}^{N_s-1} \sqrt{E_w} d_j^{(1)} \left[w_{tr}^{(1)} \left(t - jT_f - c_j^{(1)} T_c - \tau_0^{(1)} \right) \right. \\ & \left. + b_{[j/N_s]}^{(1)} w_{tr}^{(1)} \left(t - jT_f - c_j^{(1)} T_c - T_d^{(1)} - \tau_0^{(1)} \right) \right] \\ & + n(t) \end{aligned} \quad (3.4)$$

La sortie de l'intégrateur pour le premier "bit" est donnée par :

$$r_{int}(t) = \int_0^{T_s} r(t) r(t - T_d) dt \quad (3.5)$$

Et, le signal de décision D_{TR-UWB} est donné par :

$$\begin{aligned} D_{TR-UWB} & \triangleq \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{j2T_f+T_d+c_jT_p}^{j2T_f+T_d+c_jT_p+T} r(t) r(t - T_d) dt \\ & = D_1 + D_2 + D_3 + D_4 \end{aligned} \quad (3.6)$$

Où, les termes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 sont donnés par [69] :

$$D_1 \triangleq \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{j2T_f+T_d+c_jT_p}^{j2T_f+T_d+c_jT_p+T} s(t) \times s(t - T_d) dt \quad (3.7)$$

$$D_2 \triangleq \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{j2T_f+T_d+c_jT_p}^{j2T_f+T_d+c_jT_p+T} s(t) \times n(t - T_d) dt \quad (3.8)$$

$$D_3 \triangleq \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{j2T_f+T_d+c_jT_p}^{j2T_f+T_d+c_jT_p+T} s(t - T_d) \times n(t) dt \quad (3.9)$$

$$D_4 \triangleq \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{j2T_f+T_d+c_jT_p}^{j2T_f+T_d+c_jT_p+T} n(t) \times n(t-T_d) dt \quad (3.10)$$

La probabilité d'erreur binaire (BEP) d'un système TR-UWB dans un canal AWGN est donnée par :

$$\text{BEP}_{\text{TR-UWB,AWGN}} = Q\left(\frac{E_s}{\sqrt{4E_s N_0 + 2T_s N_0^2 W}}\right) \quad (3.11)$$

Où $Q(\cdot)$ est la fonction Gaussienne. La Figure 3.3 montre La BEP d'un système TR-UWB dans un canal AWGN pour différent débits.

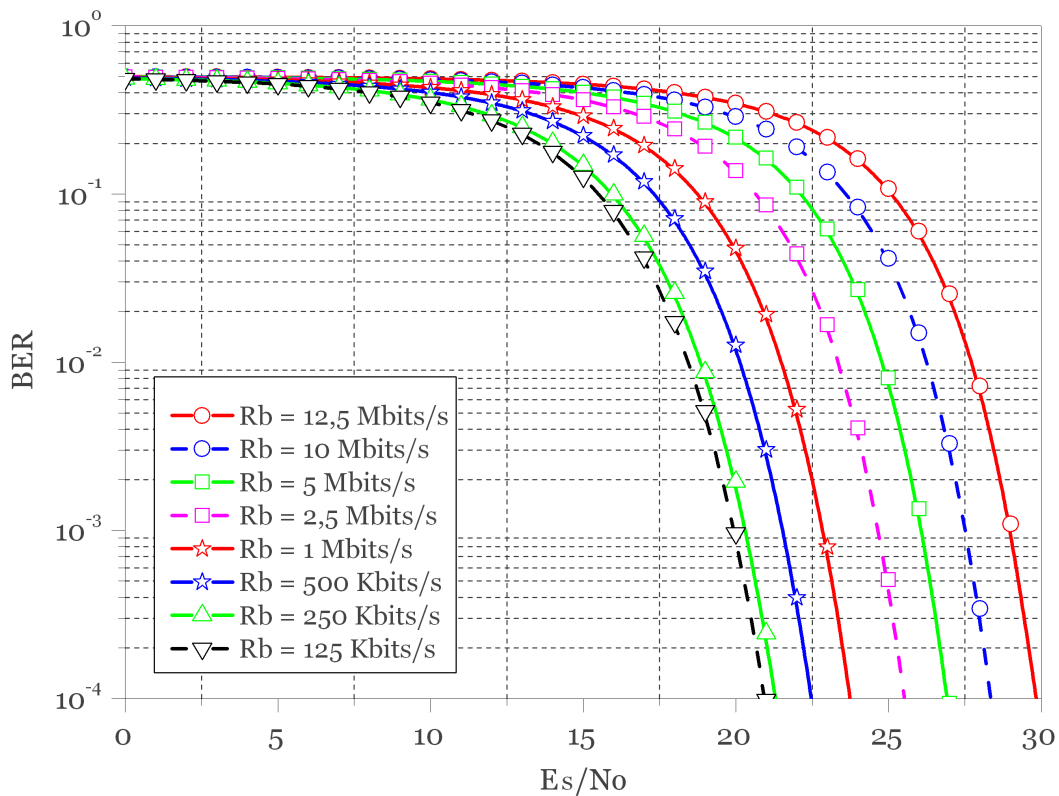


Figure 3.3: BEP d'un système TR-UWB dans un canal AWGN pour différent débits.

3.2.3 Expression Analytique de BEP dans un Canal Multi-Trajet

Dans cette section, nous nous intéressons à la performance d'un système TR-UWB dans un environnement à trajets multiples. Dans ce cas, nous utilisons le modèle de canal UWB présenté dans le chapitre précédent. Soit $h(t)$ la réponse impulsionnelle du canal UWB modélisé comme linéaire et invariant dans le temps $h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l)$, où α_l et τ_l désignent, respectivement, l'atténuation et le retard de l' l -ième trajet, et L est le nombre de composantes de trajets multiples. Nous considérons un canal à trajets multiples résoluble, c'est à dire, $|\tau_l - \tau_j| \geq T_p, \forall l \neq j$ $\tau_l = \tau_1 + (l - 1)T_p$ où α_l sont des variables aléatoires statistiquement indépendantes. $g(t) = w_{tr}(t) \otimes h(t)$ est la réponse du canal pour une impulsion UWB. Le signal UWB reçu peut s'écrire sous la forme :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)s(t - \tau)d\tau + n(t) \quad (3.12)$$

Au niveau de l'AcR le signal reçu passe par un filtre passe-bande (BPF) ou par un filtre passe-bas (LPF) pour éliminer le bruit hors de la bande désirée. Si cette bande est suffisamment grande, le spectre du signal va passer à travers le filtre sans distorsion. Par conséquent, l'interférence entre symboles (ISI) provoquée par le filtrage sera négligeable. Le signal de la sortie de filtre BPF peut être exprimé sous la forme :

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) = & \sum_i \sum_{j=0}^{N_s/2-1} \sum_{l=1}^L \sqrt{E_w} \alpha_l \left[w_{tr}(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \tau_0^{(1)}) \right. \\ & \left. + b_{[j/N_s]}^{(1)} w_{tr}(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - T_d^{(1)} - \tau_0^{(1)}) \right] \\ & + \tilde{n}(t) \end{aligned} \quad (3.13)$$

où $\tilde{r}(t)$ désigne le signal reçu filtré, et $\tilde{n}(t)$ est un processus aléatoire Gaussien de moyenne nulle avec une fonction d'auto-corrélation donnée par :

$$R_{\tilde{n}} = WN_0 \text{sinc}(W\tau) \times \cos(2\pi f_c\tau) \quad (3.14)$$

Le signal reçu filtré est ensuite passé à travers un dispositif de corrélation avec un intervalle d'intégration T_i pour recueillir l'énergie du signal reçu. L'intervalle d'intégration détermine l'accumulation de bruit due au nombre de composantes de trajets multiples capturées par l'AcR. Nous considérons la détection de symbole, la statistique de décision nécessaire D_{TR-UWB} , est donnée par :

$$\begin{aligned} D_{TR-UWB} & \triangleq \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{j2T_f+T_d+c_jT_w}^{j2T_f+T_d+c_jT_w+T_i} r(t)r(t - T_d)dt \\ & = D_1 + D_2 + D_3 + D_4 \end{aligned} \quad (3.15)$$

Où les termes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 sont donnés par [70] :

$$\begin{aligned}
D_1 &\triangleq \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{j2T_f+T_d+c_jT_w}^{j2T_f+T_d+c_jT_w+T_i} \left[h(\tau)s(t-\tau)h(\tau) \times h(\tau)s(t-T_d-\tau) \right] dt d\tau \\
&= \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \sum_{l=1}^{L_c} \alpha_l^2 \int_{j2T_f+c_jT_w}^{j2T_f+c_jT_w+T_i} s(t-\tau_l) \times s(t+T_d-\tau_l) dt \\
&+ \sum_{l=1}^{L_c} \sum_{m=1}^{L_c} \alpha_l \alpha_m \int_{j2T_f+c_jT_w}^{j2T_f+c_jT_w+T_i} s(t-\tau_l) \times s(t+T_d-\tau_m) dt \\
&= \frac{E_s d_0}{2} \sum_{l=1}^{L_c} \alpha_l^2 \tag{3.16}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D_2 &\triangleq \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{j2T_f+T_D+c_jT_w}^{j2T_f+T_D+c_jT_w+T_i} h(\tau)s(t-\tau)n(t-T_d) dt d\tau \\
&= \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \sum_{l=1}^{L_c} \alpha_l \int_{j2T_f+c_jT_w}^{j2T_f+c_jT_w+T_i} s(t+T_d-\tau_l)n(t) dt \tag{3.17}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D_3 &\triangleq \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{j2T_f+T_d+c_jT_w}^{j2T_f+T_d+c_jT_w+T_i} h(\tau)s(t-T_d-\tau)n(t) dt d\tau \\
&= \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \sum_{l=1}^{L_c} \alpha_l \int_{j2T_f+c_jT_w}^{j2T_f+c_jT_w+T_i} s(t-\tau_l) \times n(t+T_d) dt \tag{3.18}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D_4 &\triangleq \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{j2T_f+T_d+c_jT_w}^{j2T_f+T_d+c_jT_w+T_i} n(t) \times n(t-T_d) dt \\
&= \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1} \int_{j2T_f+c_jT_w}^{j2T_f+c_jT_w+T_i} n(t) \times n(t+T_d) dt \tag{3.19}
\end{aligned}$$

La BEP conditionnelle pour un système TR-UWB dans un canal UWB à trajets multiples sous l'approximation Gaussienne est donnée par :

$$\text{BEP}_{\text{TR-UWB,MP}} = Q \left(\frac{\mathbb{E} \left\{ D_{\text{TR-UWB}} \mid \{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c} \right\}}{\sqrt{\text{var} \left\{ D_{\text{TR-UWB}} \mid \{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c} \right\}}} \right) \tag{3.20}$$

On note que sous l'approximation Gaussienne le calcul de la BEP conditionnel est réduit au calcul de la moyenne et les variances conditionnelles.

La moyenne conditionnelle est donnée par :

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{D_2|\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c}, d_0\right\} &= \mathbb{E}\{D_1\} \\ &= \frac{E_s}{2}d_0\sum_{l=1}^{L_c}\alpha_l^2\end{aligned}\quad (3.21)$$

Les variances conditionnelles de D_2 et D_3 sont données par :

$$\begin{aligned}\text{Var}\left\{D_2|\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c}\right\} &= \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1}\sum_{j'=0}^{\frac{N_s}{2}-1}\sum_{l=1}^{L_c}\alpha_l^2\int_{j2T_f+c_jT_w}^{j2T_f+c_jT_w+T_i}\int_{j'2T_f+c_{j'}T_w}^{j'2T_f+c_{j'}T_w+T_i}s(t+T_d-\tau_l) \\ &\times s(u+T_d-\tau_l)R_n(t-u)dtdu \\ &\simeq \frac{E_s}{4}N_0\sum_{l=1}^{L_c}\alpha_l^2\end{aligned}\quad (3.22)$$

$$\begin{aligned}\text{Var}\left\{D_3|\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c}\right\} &= \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1}\sum_{j'=0}^{\frac{N_s}{2}-1}\sum_{l=1}^{L_c}\alpha_l^2\int_{j2T_f+c_jT_w}^{j2T_f+c_jT_w+T_i}\int_{j'2T_f+c_{j'}T_w}^{j'2T_f+c_{j'}T_w+T_i}s(t-\tau_l) \\ &\times s(u-\tau_l)R_n(t-u)dtdu \\ &\simeq \frac{E_s}{4}N_0\sum_{l=1}^{L_c}\alpha_l^2\end{aligned}\quad (3.23)$$

La variance conditionnelle de D_4 est donnée par :

$$\begin{aligned}\text{Var}\left\{D_4|\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c}\right\} &= \sum_{j=0}^{\frac{N_s}{2}-1}\sum_{j'=0}^{\frac{N_s}{2}-1}\int_{j2T_f+c_jT_w}^{j2T_f+c_jT_w+T_i}\int_{j'2T_f+c_{j'}T_w}^{j'2T_f+c_{j'}T_w+T_i}R_n^2(t-u) \\ &\times R_n(t-u-T_d)R_n(t-u+T_D)dtdu \\ &\simeq \frac{N_s}{4}N_0^2WT_i\end{aligned}\quad (3.24)$$

$$\begin{aligned}\text{Var}\left\{D_{TR-UWB}|\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c}\right\} &= \text{var}\left\{D_2|\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c}\right\} + \text{var}\left\{D_3|\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c}\right\} + \text{var}\left\{D_4|\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c}\right\} \\ &\approx \frac{E_sN_0}{2}\sum_{l=1}^{L_c}\alpha_l^2 + \frac{N_s}{4}N_0^2WT_i\end{aligned}\quad (3.25)$$

Maintenant, on peut réécrire, la BEP conditionnelle pour un système TR-UWB dans un canal à trajets multiples comme suit :

$$\text{BEP}_{\text{TR-UWB,MP}} = Q\left(\frac{\mathbb{E}\left\{D_{TR-UWB}|\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c}\right\}}{\sqrt{\text{var}\left\{D_{TR-UWB}|\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_c}\right\}}}\right)\quad (3.26)$$

La Figure 3.4 montre une évolution de performance (BEP conditionnelle) d'un système TR-UWB avec un récepteur AcR dans un canal à trajets multiples pour différents débits. Une comparaison entre les BEPs d'un système TR-UWB dans un canal AWGN et dans un canal à trajets multiples est présentée dans la Figure 3.5.

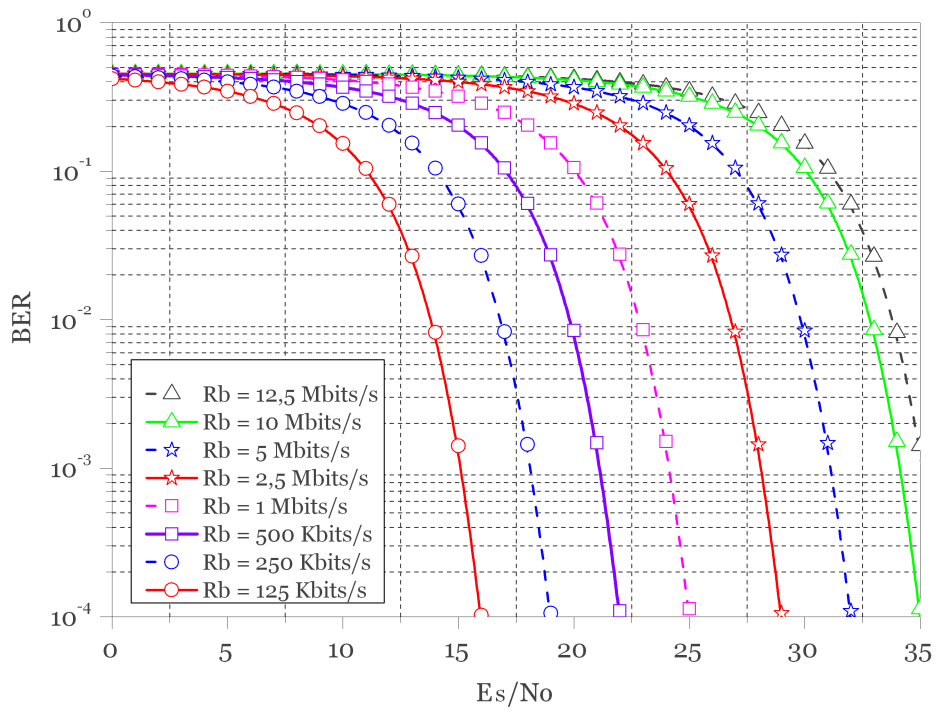


Figure 3.4: BEP d'un système TR-UWB dans un canal multi-trajet pour différent débits.

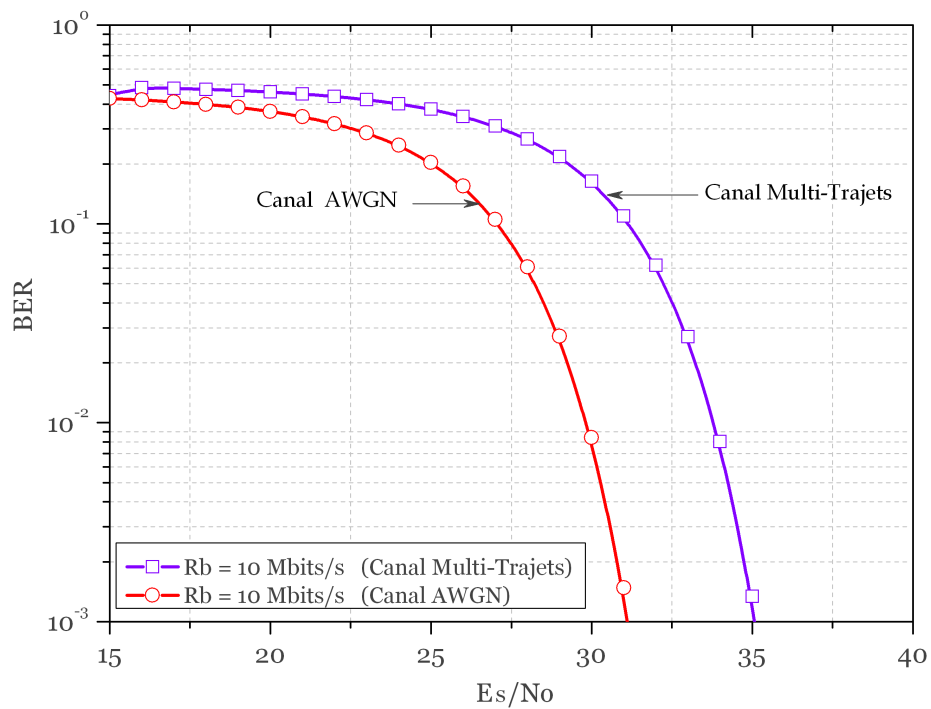


Figure 3.5: Comparaison entre les BEPs d'un système TR-UWB dans un canal AWGN et dans un canal multi-trajet.

3.3 Modélisation d'un Système TR-UWB Multi-Utilisateur

Dans cette section, nous nous intéressons à la modélisation d'un système TR-UWB dans un environnement à multi-utilisateur (Figure 3.6).

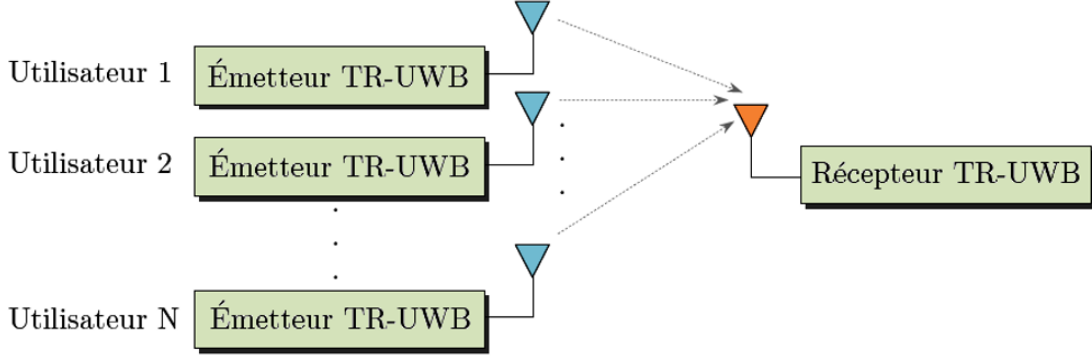


Figure 3.6: Scénario d'un système de communications TR-UWB multi-utilisateur.

Dans le scénario multi-utilisateur, le signal reçu de l'utilisateur désiré est donné par :

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \sum_{j=0}^{N_s-1} \sqrt{E_w} d_j^{(1)} \left[w_{tr}^{(1)} \left(t - jT_f - c_j^{(1)} T_c - \tau_0^{(1)} \right) \right. \\
 &\quad \left. + b_{[j/N_s]}^{(1)} w_{tr}^{(1)} \left(t - jT_f - c_j^{(1)} T_c - T_d^{(1)} - \tau_0^{(1)} \right) \right] \\
 &\quad + \sum_{k=2}^{N_u} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E_w} d_j^{(k)} \left[w_{tr}^{(k)} \left(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c - \tau_0^{(k)} \right) \right. \\
 &\quad \left. + b_{[j/N_s]}^{(k)} w_{tr}^{(k)} \left(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c - T_d^{(k)} - \tau_0^{(k)} \right) \right] \\
 &\quad + n(t) \\
 &= s_D(t) + I_{MUI} + n(t)
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

Où $s_D(t)$ est le signal de l'utilisateur désiré exprimé par :

$$\begin{aligned}
 s_D(t) &= \sum_{j=0}^{N_s-1} \sqrt{E_w} d_j^{(1)} \left[w_{tr}^{(1)} \left(t - jT_f - c_j^{(1)} T_c - \tau_0^{(1)} \right) \right. \\
 &\quad \left. + b_{[j/N_s]}^{(1)} w_{tr}^{(1)} \left(t - jT_f - c_j^{(1)} T_c - T_d^{(1)} - \tau_0^{(1)} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Et I_{MUI} est le terme de l'interférence multi-utilisateur donné par :

$$\begin{aligned}
 I_{MUI} &= \sum_{k=2}^{N_u} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E_w} d_j^{(k)} \left[w_{tr}^{(k)} \left(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c - \tau_0^{(k)} \right) \right. \\
 &\quad \left. + b_{[j/N_s]}^{(k)} w_{tr}^{(k)} \left(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c - T_d^{(k)} - \tau_0^{(k)} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

3.3.1 Modélisation de la Composante MUI

Dans les systèmes TR-UWB chaque utilisateur peut utiliser un nombre N_f de trames pour la transmission d'un bit. Dans chaque trame deux impulsions sont transmises, la première impulsion non modulée agit comme une référence pour détecter la deuxième impulsion modulée. Nous supposons que les interférences dues à chaque impulsion sont indépendantes comme dans [71]. La PDF totale de chaque utilisateur est obtenue par la convolution de ses N_f PDF d'impulsions interférentes.

$$p_X^{N_f}(x) = \underbrace{p_X^{Data}(x) \otimes p_X^{Ref}(x) \otimes p_X^{Data}(x) \cdots \otimes p_X^{Ref}(x)}_{N_f \text{ fois}} \quad (3.30)$$

Où $p_X^{Data}(x) = p_X^{Ref}(x) = p_X(x)$. La PDF de la MUI peut être obtenue par la convolution de PDFs d'utilisateurs interférents.

$$\begin{aligned} p_X^{MUI}(x) &= \underbrace{p_X^{N_f}(x) \otimes p_X^{N_f}(x) \otimes \cdots \otimes p_X^{N_f}(x)}_{(N_u-1) \text{ fois}} \\ &= \underbrace{p_X(x) \otimes p_X(x) \otimes \cdots \otimes p_X(x)}_{N_f(N_u-1) \text{ fois}} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Le calcul exact de l'expression $p_X(x)$ est très compliqué. Pour éviter cette difficulté, nous utilisons une bonne approximation donnée par [71] :

$$p_X(x) \approx \lambda_1 \delta(x) + \lambda_2 [u(x + \beta_p) - u(x - \beta_p)] \quad (3.32)$$

Les paramètres $\lambda_1 = 1 - 2\lambda_2\beta_p$ et $\lambda_2 = (3\sigma_p^2/2\beta_p^3)$ sont choisis sachant que la variance et la moyenne de l'interférence ne changent pas. $\beta_p = \int_0^{T_w+T_d} w_{tr}(t)v(t)dt$ détermine la sortie de corrélateur pour chaque impulsion, T_w est la largeur d'impulsion et $v(t)$ est le signal de masque (template) au récepteur. $\sigma_p^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p_X(x) dx = \int_{-\beta_p}^{\beta_p} \lambda_2 x^2 dx = 2\lambda_2\beta_p^3/3$ est la variance de l'interférence due à une impulsion unique (plus de détails dans [71]).

Soit $n = N_f(N_u - 1)$, le remplacement de l'équation (3.32) dans l'équation (3.31) pour la n -ième de convolution de $p_X(x)$ nous permet d'écrire :

$$\begin{aligned} p_X^{MUI}(x) &= \lambda_1^n \delta(x) + \sum_{m=1}^n \binom{n}{m} \lambda_1^{n-m} \lambda_2^m \frac{\beta_p^{m-1}}{(m-1)!} \\ &\quad \times \underbrace{\sum_{\mu=0}^m (-1)^\mu \binom{m}{\mu} \left(\frac{x}{\beta_p} + m - 2\mu\right)^{m-1} u\left(\frac{x}{\beta_p} + m - 2\mu\right)}_{K(x)} \end{aligned} \quad (3.33)$$

En outre, nous pouvons exploiter l'approximation Gaussienne donnée dans [72] pour le terme $K(x)$ de l'équation ci-dessus pour des grandes valeurs de m , comme suit :

$$K(x) \approx \frac{2^m (m-1)! \beta_p}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (3.34)$$

Où $\sigma_m^2 = m\beta_p^2/3$. En mathématiques appliquées, la fonction de Dirac $\delta(x)$ est souvent remplacée par une PDF Gaussienne avec une variance qui tend vers zéro

$$\delta(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_0^2}\right), \quad (\sigma_0^2 \rightarrow 0) \quad (3.35)$$

En remplaçant l'équation(3.35) et l'équation (3.34) dans l'équation (3.33) on obtient

$$p_X^{\text{MUI}}(x) = \sum_{m=0}^n \binom{n}{m} (1 - 2\beta_p\lambda_2)^{n-m} (2\beta_p\lambda_2)^m \times \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (3.36)$$

L'expression ci-dessus montre que $p_X^{\text{MUI}}(x)$ peut être décrite par une somme de Gaussiennes pondérées de moyenne nulle avec une variance croissante. Les poids présentent une distribution binomiale avec le paramètre aléatoire $(2\beta_p\lambda_2)$. Si $n > 20$ et $2\beta_p\lambda_2 < 0.05$ la distribution binomiale converge vers une distribution de Poisson [73].

$$\binom{n}{m} (1 - 2\beta_p\lambda_2)^{n-m} (2\beta_p\lambda_2)^m \approx \frac{A^m e^A}{m!} \quad (3.37)$$

En remplaçant (3.36) dans (3.37) on obtient

$$P_X^{\text{MUI}}(x) = \sum_{m=0}^n \frac{A^m e^A}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (3.38)$$

Cette expression correspond au modèle de Middleton classe-A [74], où le paramètre $A = 2N_f\beta_p\lambda_2(N_u - 1)$ est appelé l'indice impulsif. Il décrit l'impulsivité de la MUI, une valeur faible de A implique une MUI très impulsive.

3.3.2 Modèle de Middleton Class-A

Le modèle de Middleton classe-A (MCA) est un outil efficace qui permet de fournir de bons ajustements à une variété de bruit et d'interférence de mesures [74]. Actuellement, le modèle MCA est utilisé pour décrire l'enveloppe d'un bruit à bande étroite. La PDF $f_{\text{MCA}}(x)$ de ce modèle est définie comme une somme infinie de PDFs Gaussiennes pondérées par des poids décroissants et avec des variances croissantes. La PDF $f_{\text{MCA}}(x)$ est donnée par :

$$f_{\text{MCA}}(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{e^{-A} A^i}{i!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_i^2}} \quad (3.39)$$

Le principal attrait de ce modèle est que ses paramètres peuvent être physiquement interprétés. Le paramètre A qui décrit l'impulsivité de bruit est appelé l'indice impulsif. Une faible valeur de A implique une interférence très impulsive. La variance $\sigma_i^2 = \frac{i + \gamma_A}{1 + \gamma_A}$ est donnée en

fonction de paramètre A . Le paramètre γ_A est défini par le rapport de la puissance entre la composante de bruit Gaussien (σ_G^2) et la puissance de l'interférence modélisée par un processus de Poisson ($\langle \sigma_p^2 \rangle$). Les Figures (3.7) et (3.8), montrent un bruit de type MCA et la PDF $f_{MCA}(x)$ pour différentes valeurs de A , respectivement.

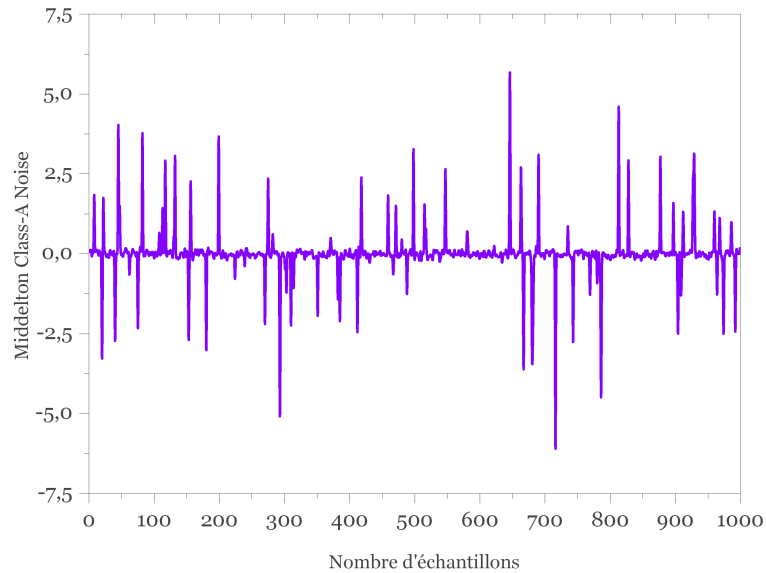


Figure 3.7: Exemple d'un bruit de type Middleton classe-A.

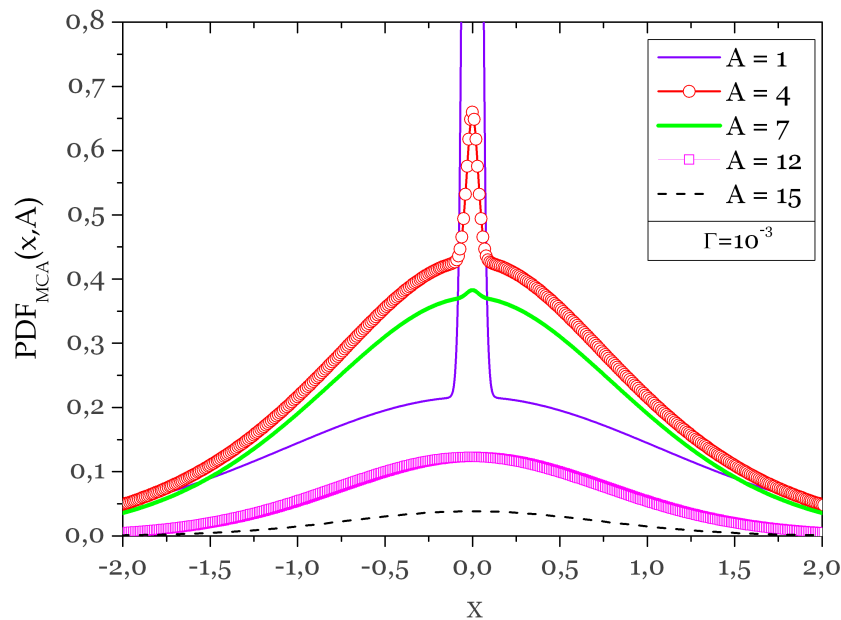


Figure 3.8: La PDF de Middleton classe-A pour différentes valeurs de l'indice d'impulsivité A .

La PDF de modèle MCA, la PDF de Laplace, la PDF SaS et la PDF Gaussienne sont tracées avec la même variance estimée pour comparaison (Figure 3.9). Il est montré que le

modèle de Middleton classe-A est close à la PDF empirique de la MUI, ce qui confirme le résultat de l'équation (3.38). La Figure 3.10 présente le BER d'un système TR-UWB dans canal à bruit de Middleton classe-A

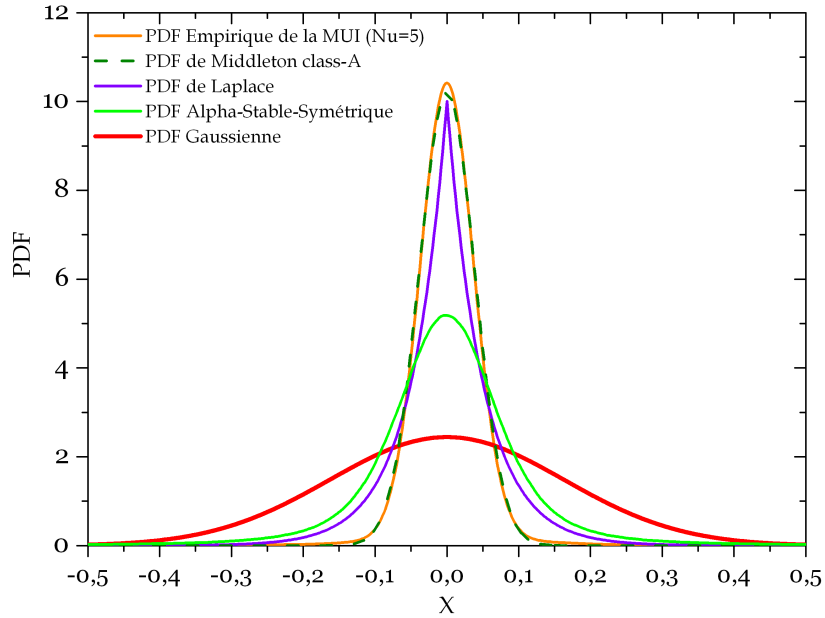


Figure 3.9: La PDF empirique de la composante MUI dans un système TR-UWB pour 4 interférents. Le model de Middleton classe-A, la PDF de Laplace, la PDF SoS et la PDF Gaussienne sont présentées pour comparaison.

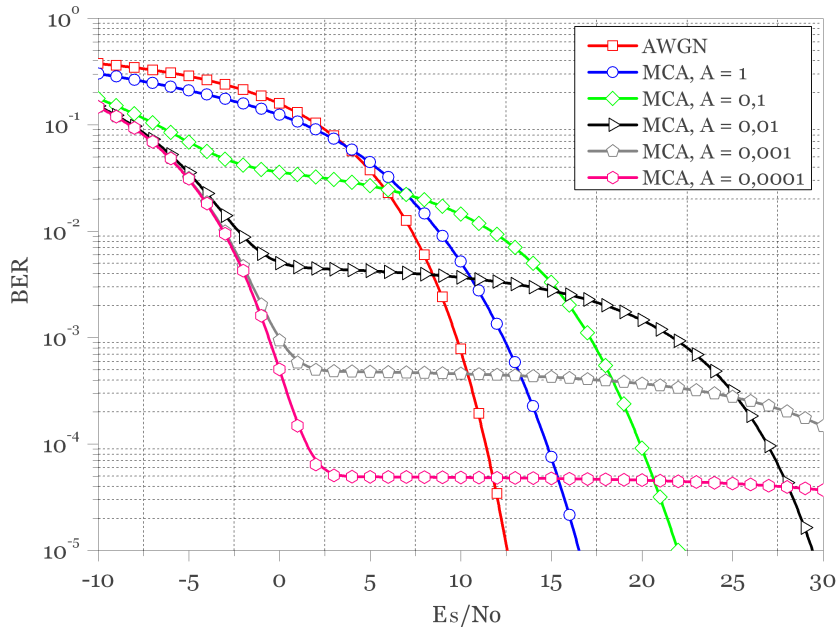


Figure 3.10: BER d'un système TR-UWB dans canal à bruit de Middleton classe-A.

3.4 Modélisation d'un Système TR-UWB sous la MUI et l'Interférence Impulsive

Dans cette section, nous nous intéressons à la modélisation d'un système TR-UWB dans un environnement multi-utilisateur et sous l'effet d'une interférence impulsive (Figure 3.11).

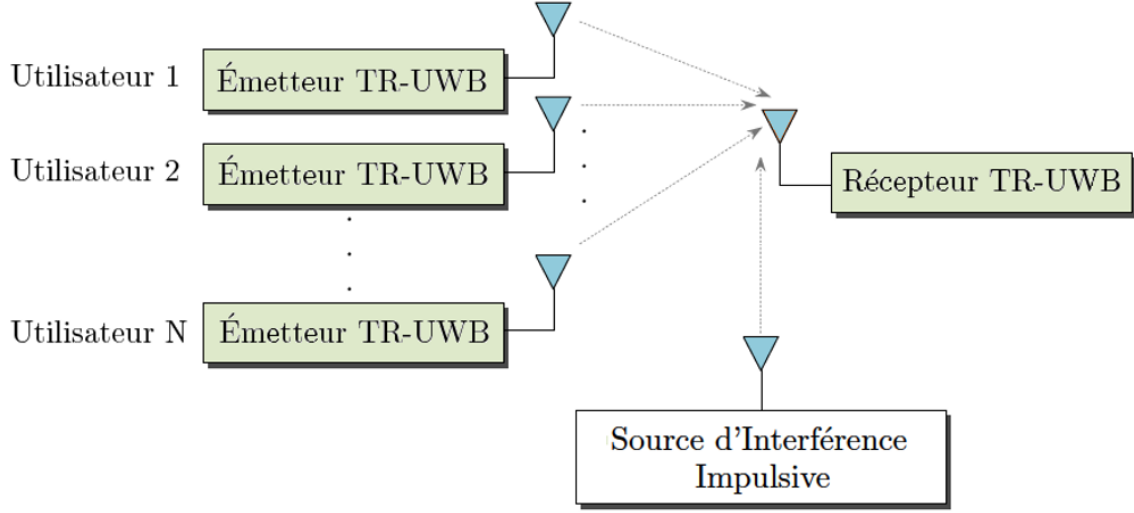


Figure 3.11: Scénario d'un système de communications TR-UWB multi-utilisateur sous l'interférence impulsive.

3.4.1 Modélisation de l'Interférence Impulsive

Dans de nombreux systèmes de communication UWB pratique, les mesures expérimentales montrent l'existence d'une composante d'interférence impulsive. Récemment, une large gamme de phénomènes à des divers degrés d'impulsivité a été modélisée par des distributions de type Alpha-Stable Symétrique (S α S). La distribution S α S est habituellement définie par sa fonction caractéristique.

$$\Phi(\omega) = \exp(-\gamma|\omega|^\alpha) \quad (3.40)$$

Où $\alpha \in (0, 2]$ est l'exposant caractéristique, et γ est une quantité analogue à la variance appelé dispersion. Malheureusement, il n'existe pas une PDF analytique pour la distribution S α S sauf pour certains cas particuliers. Un modèle de PDF approximative appelé "Bi-parameter Cauchy Gaussian Mixture (BCGM)", est donnée par [75] :

$$P_X^{S\alpha S}(x) = \frac{(1 - \varepsilon)}{2\sqrt{\pi\sigma_s^2}} \exp\left(\frac{-x^2}{4\sigma_s^2}\right) + \frac{\varepsilon\sigma_s}{\pi(x^2 + \sigma_s^2)} \quad (3.41)$$

Où σ_s^2 est la variance et $\varepsilon \in [0, 1]$ est le rapport de mélange (mixture ratio), donné par :

$$\varepsilon = \frac{2\Gamma(\rho/\alpha) - \alpha\Gamma(-\rho/2)}{2\alpha\Gamma(-\rho) - \alpha\Gamma(-\rho/2)} \quad (3.42)$$

Où $\Gamma(\cdot)$ désigne la fonction Gamma, le paramètre $\rho < \alpha$ est fixé à $-1/4$ comme dans [76]. La Figure 3.12 montre l'interférence impulsive SaaS avec un nombre d'échantillons égale à 10^4 et pour différentes valeurs de α : $\alpha = 1$ (distribution de Cauchy), $\alpha = 1.5$ (distribution de Lévy) et $\alpha = 2$ (distribution Gaussienne).

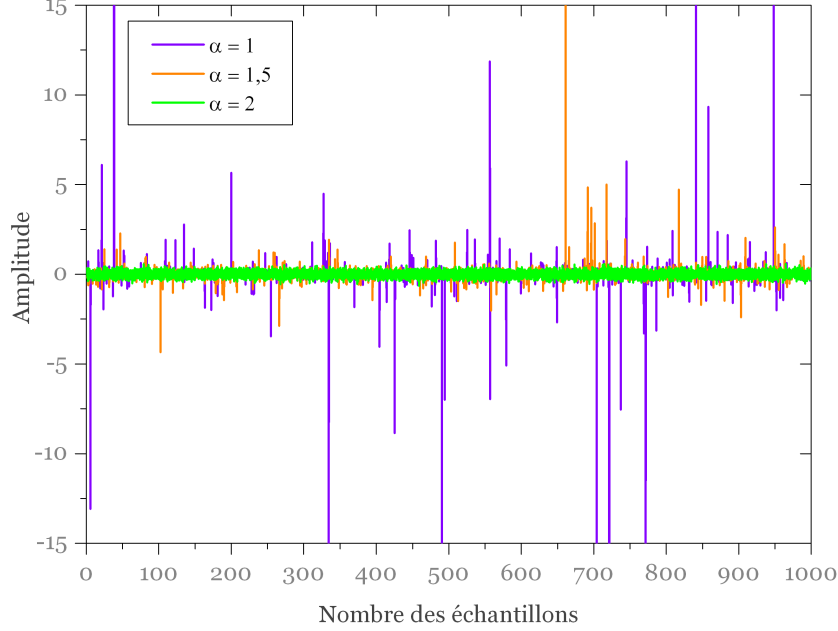


Figure 3.12: L'interférence impulsive pour différentes valeurs de α : $\alpha = 1$ (distribution de Cauchy), $\alpha = 1.5$ (distribution de Lévy) et $\alpha = 2$ (distribution Gaussienne).

3.4.2 PDF Analytique de Bruit-Interférence

Tandis que $I_{MUI}(t)$, $N_G(t)$ and $I_{Imp}(t)$ sont des variables aléatoires indépendantes, le PDF du bruit global peut être trouvée par la convolution des distributions de différentes variables. La PDF de l'ensemble de bruit peut s'écrire :

$$\begin{aligned}
 P_X^N(x) &= P_X^{MUI}(x) \otimes P_X^{GN}(x) \otimes P_X^{SaaS}(x) \\
 &= \underbrace{\sum_{m=0}^n \frac{A^m e^A}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_m^2}\right) \otimes \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_g^2}\right)}_{T_1(x)} \\
 &\quad \otimes \left[\underbrace{\frac{(1-\varepsilon)}{2\sqrt{\pi\sigma_s^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{4\sigma_s^2}\right)}_{T_2(x)} + \underbrace{\frac{\varepsilon\sigma_s}{\pi(x^2 + \sigma_s^2)}}_{T_3(x)} \right] \\
 &= \left[T_1(x) \otimes T_2(x) \right] + \left[T_1(x) \otimes T_3(x) \right] \tag{3.43}
 \end{aligned}$$

Où $P_X^{MUI}(x)$, $P_X^{GN}(x)$ et $P_X^{S\alpha S}(x)$ sont les PDFs de $I_{MUI}(t)$, $N_G(t)$ et $I_{Imp}(t)$, respectivement. Le terme $T_1(x) \otimes T_2(x)$ présente la PDF d'une somme de variables aléatoires Gaussiennes et Le terme $T_1(x) \otimes T_3$ désigne la PDF d'une somme de variables aléatoires Gaussiennes et de Cauchy. Les termes $T_1(x)$, $T_1(x) \otimes T_2(x)$ et $T_1(x) \otimes T_3(x)$ sont donnés par les équations (3.44), (3.45) et (3.46), respectivement.

$$\begin{aligned} T_1(x) &= \sum_{m=0}^n \frac{A^m e^A}{m!} \mathfrak{F}^{-1} \left[\mathfrak{F} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_m^2}\right) \right\} \times \mathfrak{F} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_g^2}\right) \right\} \right] \\ &= \sum_{m=0}^n \frac{A^m e^A}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}} \exp\left(-\frac{x^2}{2(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}\right) \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$\begin{aligned} T_1(x) \otimes T_2(x) &= \sum_{m=0}^n \frac{A^m e^A}{m!} \mathfrak{F}^{-1} \left[\mathfrak{F} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}} \exp\left(-\frac{x^2}{2(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}\right) \right\} \right] \\ &\quad \times \mathfrak{F}^{-1} \left[\mathfrak{F} \left\{ \frac{1-\varepsilon}{2\sqrt{\pi\sigma_s^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{4\sigma_s^2}\right) \right\} \right] \\ &= \sum_{m=0}^n \frac{A^m e^A}{m!} \frac{1-\varepsilon}{\sqrt{2\pi(\sigma_m^2 + \sigma_g^2 + 2\sigma_s^2)}} \exp\left(-\frac{x^2}{2(\sigma_m^2 + \sigma_g^2 + 2\sigma_s^2)}\right) \end{aligned} \quad (3.45)$$

$$\begin{aligned} T_1(x) \otimes T_3(x) &= \sum_{m=0}^n \frac{A^m e^A}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}\right) \times \frac{\varepsilon\sigma_s}{\pi((x-\tau)^2 + \sigma_s^2)} d\tau \\ &= \sum_{m=0}^n \frac{A^m e^A}{m!} \frac{\varepsilon}{\sqrt{2\pi(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}} \Re \left[\exp\left(-\left[\frac{x+j\sigma_s}{\sqrt{2(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}}\right]^2\right) \right] \\ &\quad \times \operatorname{erfc}\left(\frac{\sigma_s - jx}{\sqrt{2(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}}\right) \end{aligned} \quad (3.46)$$

En substituant dans l'équation (3.43), on obtient :

$$\begin{aligned} P_X^N(x) &= \sum_{m=0}^n \frac{A^m e^A}{m!} \frac{1-\varepsilon}{\sqrt{2\pi(\sigma_m^2 + \xi^2)}} \exp\left(-\frac{x^2}{2(\sigma_m^2 + \xi^2)}\right) \\ &\quad + \frac{\varepsilon}{\sqrt{2\pi(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}} \Re \left[F\left(\frac{x+j\sigma_s}{\sqrt{2(\sigma_m^2 + \sigma_g^2)}}\right) \right] \end{aligned} \quad (3.47)$$

Où $\xi = \sigma_g^2 + 2\sigma_s^2$ et $F(\cdot)$ est la fonction de Faddeeva définie par [77] :

$$F(x + jy) = \exp\left[-(x + jy)^2\right] \operatorname{erfc}(y - jx), \quad x > 0 \text{ et } y > 0 \quad (3.48)$$

Pour vérifier les résultats d'analyse, un système communication TR-UWB dans un scénario d'accès multiple avec un bruit Gaussien et une interférence impulsif SαS est simulé avec l'ensemble de paramètres suivant : $N_f = 4$, $T_f = 100ns$, $\tau_m = 0.2877$, $T_d = 50ns$, and $N_u = 5$. La réponse impulsionnelle de canal est générée selon la norme IEEE 802.15.3, le modèle CM1. La Figure 3 montre la PDF empirique de la composante MUI pour quatre utilisateurs TR-UWB interférents de même puissance. La PDF empirique de l'MUI est estimée à partir des données en utilisant "kernel density estimator". La Figure 3.13 montre une comparaison entre les PDFs empirique et analytique de bruit global. Le premier terme et le deuxième terme de la PDF analytique présentée dans l'équation (3.47) sont également tracés indépendamment. Il est démontré que la PDF analytique proposée est proche de celle empirique, ce qui vérifie la PDF développée $P_X^N(x)$

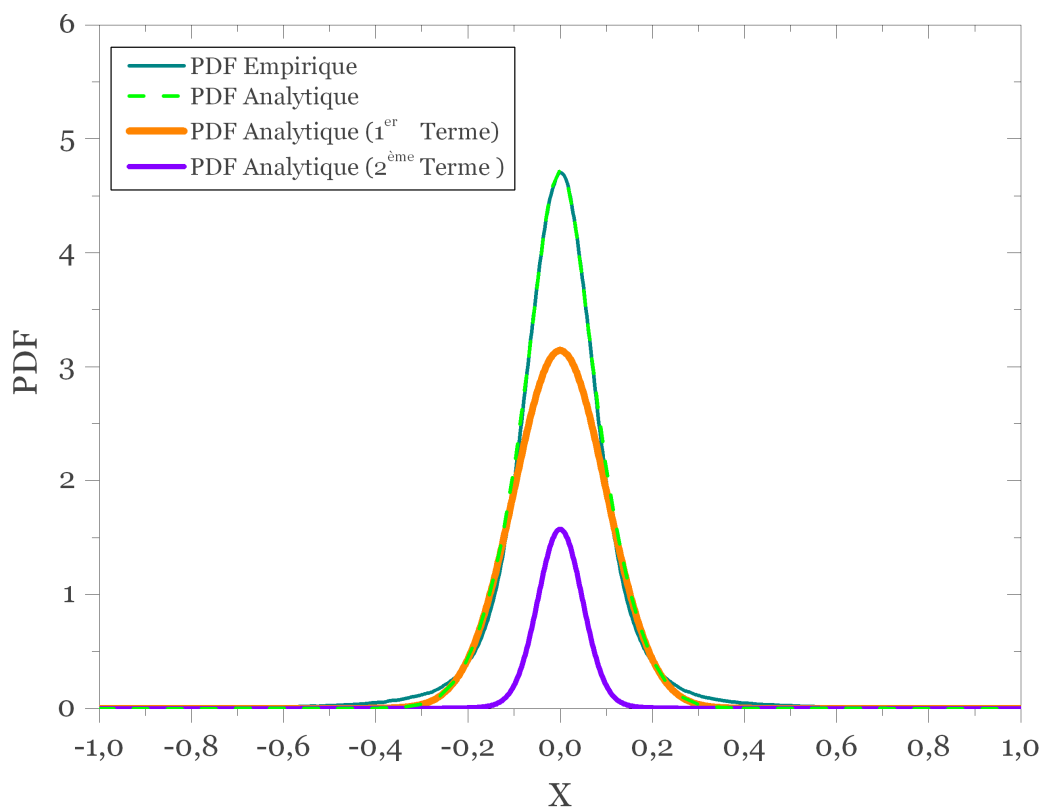


Figure 3.13: Comparaison entre les PDFs empirique et analytique de bruit global. Le premier terme et le deuxième terme de la PDF analytique présentée sont également tracés indépendamment.

Afin de caractériser la proximité entre la PDF empirique et la PDF analytique, nous utilisons la divergence de Kullback-Leibler (KL) définie par [78] :

$$KL_D = \int_{-\infty}^{+\infty} P_X^{N_{Analy}}(x) \log_2 \left(\frac{P_X^{N_{Analy}}(x)}{P_X^{N_{Emp}}(x)} \right) dx \quad (3.49)$$

Où $P_X^{N_{Analy}}(x)$ et $P_X^{N_{Emp}}(x)$ sont les PDFs analytique et empirique de bruit global, respectivement. La Figure 3.14 montre la divergence KL en fonction de l'exposant caractéristique α de l'interférence impulsive et pour différentes valeurs de l'indice impulsif A de la MUI. Nous avons trouvés que $\alpha = 1,9$ est la valeur optimale pour les différentes valeurs de A . En outre, la divergence KL est proportionnelle à la décroissance de A . Ce qui peut être interprété par l'amélioration de l'approximation binomiale-Poisson utilisée dans l'équation (3.36).

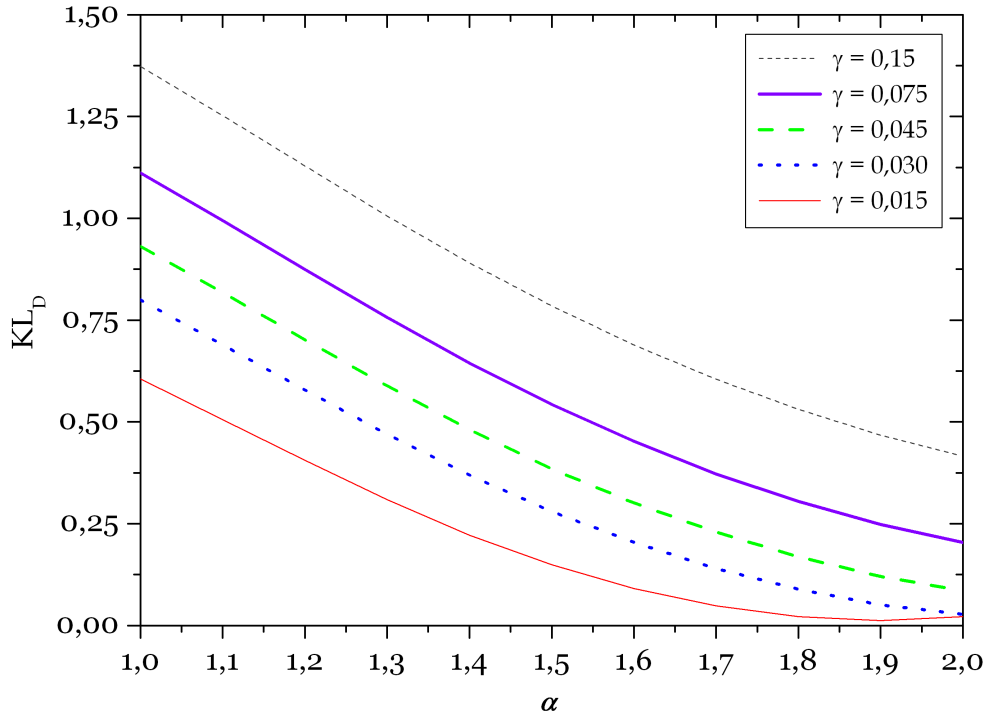


Figure 3.14: La divergence de Kullback-Leibler (KL) en fonction de l'exposant caractéristique $\alpha \in [1, 2]$, pour différentes valeurs de l'indice d'impulsivité A de la MUI.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, qui représente une contribution originale, nous avons présenté une modélisation de l'interférence multi-utilisateur dans les systèmes TR-UWB. En fait, dans la plupart des systèmes de communications TR-UWB, les récepteurs utilisent l'Approximation Gaussienne Standard (SGA) pour modéliser l'interférence multi-utilisateur (MUI). Il s'agit d'une hypothèse utilisée dans la plupart des systèmes multi-utilisateur, où la MUI tend à un processus Gaussien par le théorème de la limite centrale, par suite la convergence est relativement

rapide par rapport au nombre d'utilisateurs. Dans ce chapitre, on a montré l'imprécision de l'approximation " SGA " pour la modélisation de la MUI dans les systèmes TR- UWB destinés aux applications à courte portée où le nombre d'utilisateurs actifs est relativement faible. D'autre part, le modèle statistique de Middleton classe-A a été validé comme le modèle le plus approprié pour la modélisation de la MUI dans ces systèmes. Une expression en forme close pour la fonction densité de probabilité (PDF) de système TR-UWB, sous la MUI et un bruit blanc Gaussien additif (AWGN), a été développée. La modélisation a été élargie à l'existence d'une source d'interférence impulsive où un processus de type Alpha-Stable-Symétrique ($S-\alpha-S$) a été utilisé pour modéliser cette interférence. La PDF correspondante à ce scénario (MUI, AWGN et interférence impulsive) a été développée. Les résultats de développement analytiques sont confirmés et validés par des simulations numériques.

Chapitre 4

Suppression de l'Interférence WiMAX/WLAN par des Antennes UWB à sous-Bandes Coupées

Si les faits ne correspondent pas à la théorie, changez les faits.

Albert Einstein

4.1 Introduction

La technologie UWB devient une solution intéressante pour les systèmes communications sans fil, en particulier pour les applications à courte distance. Selon les différentes réglementations présentées dans le premier chapitre, les systèmes UWB fonctionnent sur une bande très large de 3.1 à 10.6 GHz. Au sein de cette bande UWB, diverses technologies à bande étroite fonctionnent également mais, avec des niveaux de puissance beaucoup plus élevés. Par conséquent, il est nécessaire aux systèmes UWB d'avoir une caractéristique de filtrage pour ces bandes étroites afin d'assurer leur coexistence avec les systèmes de communication NB/WB comme les systèmes WiMAX (IEEE 802.16, 3.3 – 3.7 GHz), les systèmes WLAN (5.15 – 5.35GHz) et les systèmes WLAN (5.725 – 5.825GHz). La Figure 4.1 montre la coexistence de l'UWB avec les autres système NB et WB.

Récemment, des techniques de suppression/minimisation d'interférences ont été développées pour les systèmes UWB, comprenant le pré-filtrage, le pré-codage, la détection adaptative...etc. Une autre approche pour la suppression des interférences est basée sur l'utilisation des filtres coupe-bande pour les bande WiMAX et/ou WLAN. L'inconvénient de cette approche réside dans sa nécessité à un espace additionnel dans le récepteur pour ces filtres. Pour résoudre ce problème de façon opportuniste, des antennes UWB avec une structure simple et une taille compacte, ont été développées avec un filtre coupe-bande [79][80][81] ou deux filtres coupe-bande [82][83][84][85]. L'avantage de cette approche est que le filtre coupe-bande est intégré directement dans la structure de l'antenne sans aucun espace additionnel, et cela est très important pour les dispositifs de communication UWB.

Dans ce chapitre, nous présentons des configurations originales d'antennes UWB monopôle et à fente alimentées par une ligne microstrip ou par un guide d'onde coplanaire (CPW). Les antennes proposées ont été conçues pour fonctionner dans la bande UWB (3.1 – 10.6 GHz)

avec une caractéristique de filtrage dans la bande WiMAX et/ou WLAN. Cette fonction de filtrage est réalisée par l'insertion d'un filtre coupe-bande sous forme d'une fente ou d'un élément parasite dans la structure de l'antenne. La combinaison de deux ou plusieurs méthode de filtrage permet d'obtenir des antennes UWB à deux ou plusieurs sous-bandes coupées. Les résultats obtenus par simulation numérique ont été validés par des mesures expérimentales d'adaptation et de rayonnement dans une chambre anéchoïque.

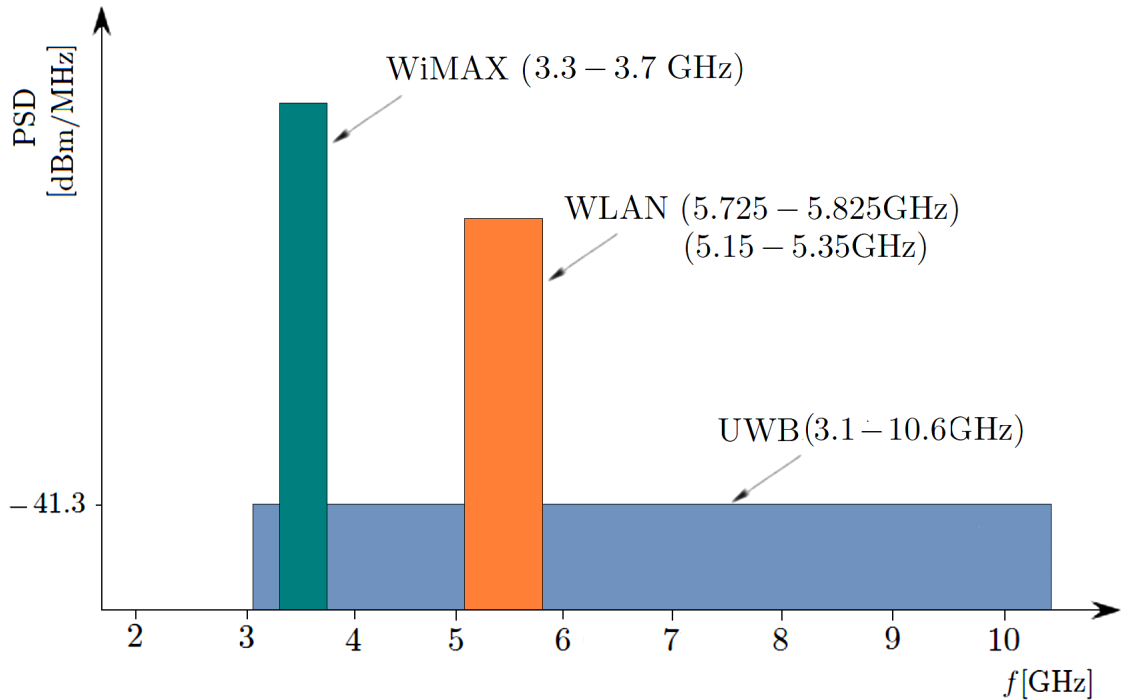


Figure 4.1: *La coexistence entre les systèmes de communications UWB et les autres systèmes de communications NB et WB*

4.2 Antennes Monopôle avec un Filtrage Coupe-Bande

Cette section présente une nouvelle antenne UWB planaire de type monopôle alimentée par un guide d'onde complanaire (CPW) avec une caractéristique de filtrage dans la bande WLAN (5.15 – 5.825 GHz). L'étude et la conception sont évolués pour une antenne UWB avec une caractéristique de filtrage dans les deux bandes WiMAX (3.3 – 3.7 GHz) et WLAN (5.15 – 5.825GHz). La fonction de filtrage a été réalisée par l'insertion d'un filtre coupe-bande sous forme d'une fente et/ou un élément parasite dans la structure de l'antenne (patch rayonnant ou plan de masse). L'avantage de cette approche est que le filtre coupe-bande est intégré directement dans la structure de l'antenne sans aucun espace additionnel.

4.2.1 Antenne UWB à sous-Bande Coupée

La configuration et les paramètres de l'antenne UWB proposée sont présentés dans la Figure 4.2. L'antenne est imprimée sur un substrat diélectrique FR4 d'une épaisseur de 1.59 mm, $tg\delta = 0.024$, et une permittivité relative de 4.4. Les dimensions de substrat sont 28×30 mm, la largeur de la ligne d'alimentation et le gap sont fixés à $W_f = 3$ mm et $g = 0.3$ mm, respectivement, ce qui correspond à une impédance caractéristique de $50 - \Omega$.

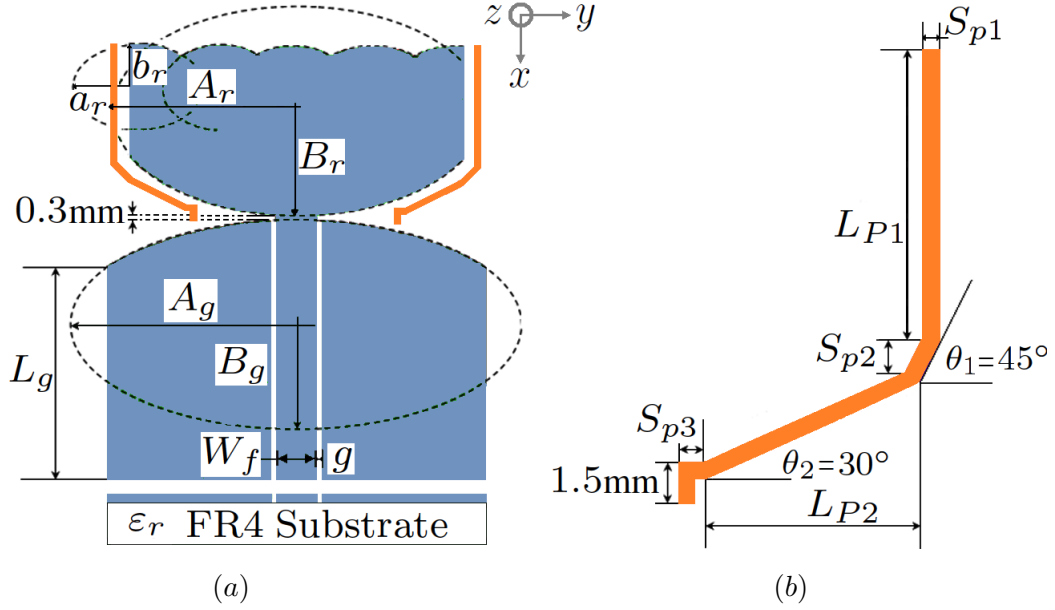


Figure 4.2: Géométrie de l'antenne UWB à bande-WLAN rejetée (a) Géométrie de l'antenne proposée (b) résonateur parasite de forme L-modifiée

L'antenne proposée se compose d'un patch rayonnant de forme semi-elliptique modifiée. Pour élargir la bande passante de l'antenne, le plan de masse gravé sur le même côté que le patch, est incurvé dans le voisinage de l'élément rayonnant. Dans le but d'atteindre la propriété de rejet de la bande WLAN inférieure (5.15 – 5.35 GHz) et la bande WLAN supérieure (5.725 – 5.825 GHz), deux résonateurs parasites de forme L-modifiée sont ajoutés à la structure de l'antenne. Afin de comprendre l'effet de chaque paramètre de la structure proposée, toutes les dimensions ont été optimisées en utilisant le simulateur ANSYS HFSS v14. Les paramètres optimisés sont présentés dans le Tableau 4.1.

Table 4.1: Les paramètres optimisés de l'antenne UWB à bande-WLAN rejetée

Parameter	A_g	B_g	A_r	B_r	a_r	b_r	L_g	L_{P1}	L_{P2}	S_{p1}	S_{p2}	S_{p3}
Values (mm)	14	7.5	10.8	8.2	4.8	3.6	16	8.2	15	0.5	1.5	1

L'optimisation des paramètres de cette nouvelle structure de filtrage (résonateurs parasites de forme L-modifiée) permet à l'antenne proposée de rejeter la bande WLAN inférieure (5.15 – 5.35 GHz) et la bande WLAN supérieure (5.725 – 5.825 GHz) de la bande UWB.

4.2.2 Résultats et Discussions

Un prototype de l'antenne UWB proposée a été fabriqué avec les paramètres optimisés présentés dans le Tableau 4.1. Les mesures de performance ont été effectuées dans une chambre anéchoïque équipée d'une antenne de référence (antenne cornet), un support pour l'antenne à tester et un analyseur de réseau vectoriel (VNA) de type Agilent HP8720ES. Figure 4.3 (a) et (b) présentent le VNA avec l'antenne UWB fabriquée, et la chambre anéchoïque avec l'antenne cornet utilisée dans les mesures, respectivement.

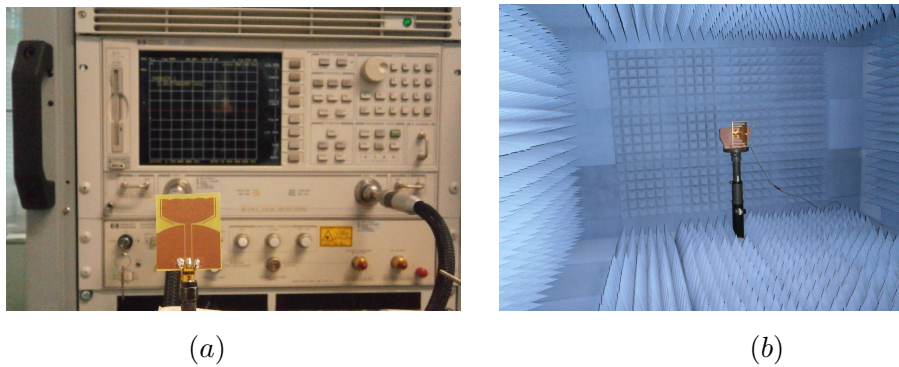


Figure 4.3: Banc de mesure/prototype de l'antenne UWB proposée. (a) VNA Agilent HP8720ES avec un prototype réalisé. (b) chambre anéchoïque avec l'antenne cornet.

La Figure 4.4 représente une comparaison entre les coefficients de réflexion S_{11} simulés et mesurés de l'antenne UWB monopôle à bande-WLAN rejetée.

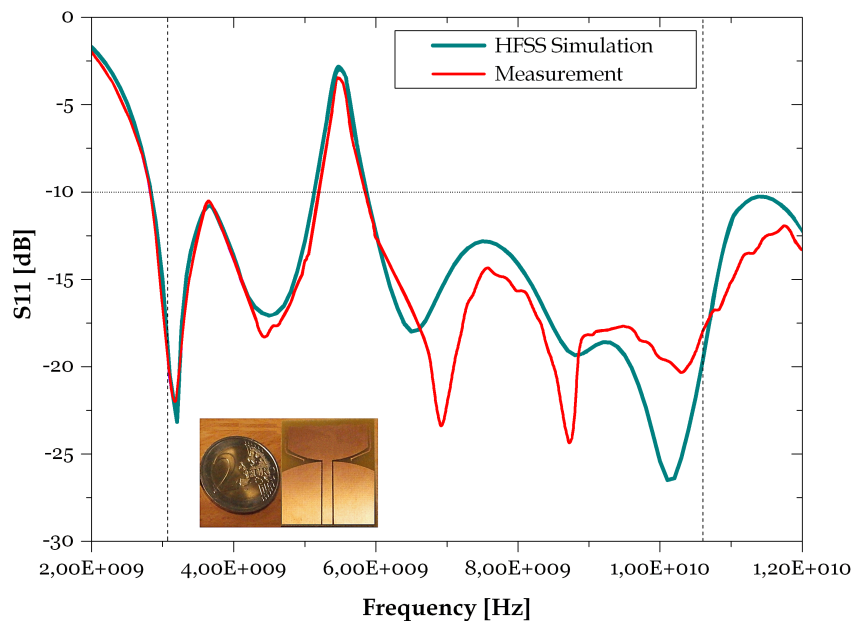


Figure 4.4: Comparaison entre les coefficients de réflexion (S_{11}) simulés et mesurés

Comme illustré sur la Figure 4.4, un bon accord est observé entre la simulation et la mesure dans la plupart de la bande UWB. Le résultat de mesure montre que l'antenne proposée est caractérisée par une bande passante ($S_{11} \leq 10$ dB) ultra-large allant de 2.9 GHz à plus de 12 GHz avec un rejet (une désadaptation) de la bande 5.11 – 5.91 GHz. Cette caractéristique de filtrage coupe-bande permet de minimiser les risques d'interférence entre les systèmes WLAN et UWB. On note que la légère différence dans les résultats de simulation et de mesure dans les hautes fréquences est principalement due aux erreurs de fabrication, aux fluctuations de la permittivité relative du substrat et au connecteur SMA. Les diagrammes de rayonnement mesurés en champ lointain dans les plans $x-y$ et $x-z$ aux fréquences 3.5 GHz et 5.5 GHz sont présentés dans la Figure 4.5. On peut voir que l'antenne présente un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel dans le plan $-H$ et un diagramme de rayonnement dipolaire dans le plan $-E$.

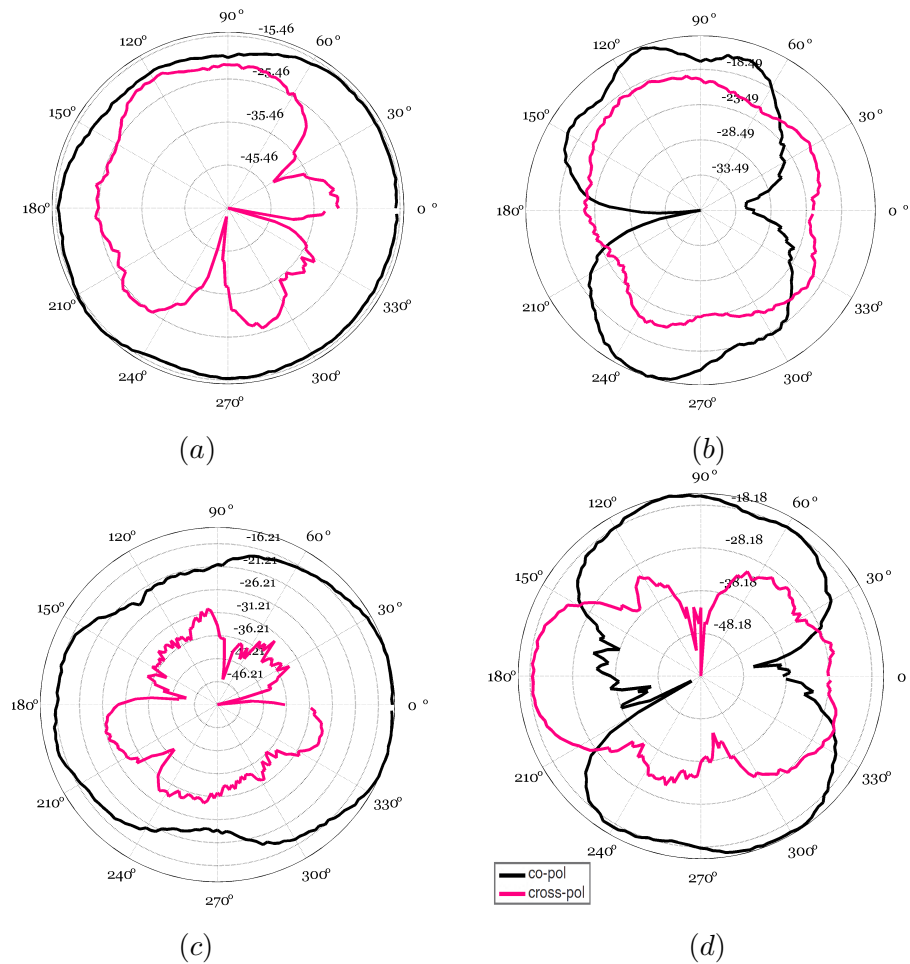


Figure 4.5: Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne à bande-WLAN rejetée, (a) le plan $-H$ à 3.5 GHz, (b) le plan $-E$ à 3.5 GHz, (c) le plan $-H$ à 5.5 GHz, (d) le plan $-E$ à 5.5 GHz

La Figure 4.6 montre le gain de l'antenne, une diminution importante en gain est observée dans la bande 5.15 – 5.825 GHz, ce qui indique clairement l'effet des résonateurs parasites dans le filtrage de la bande WLAN.

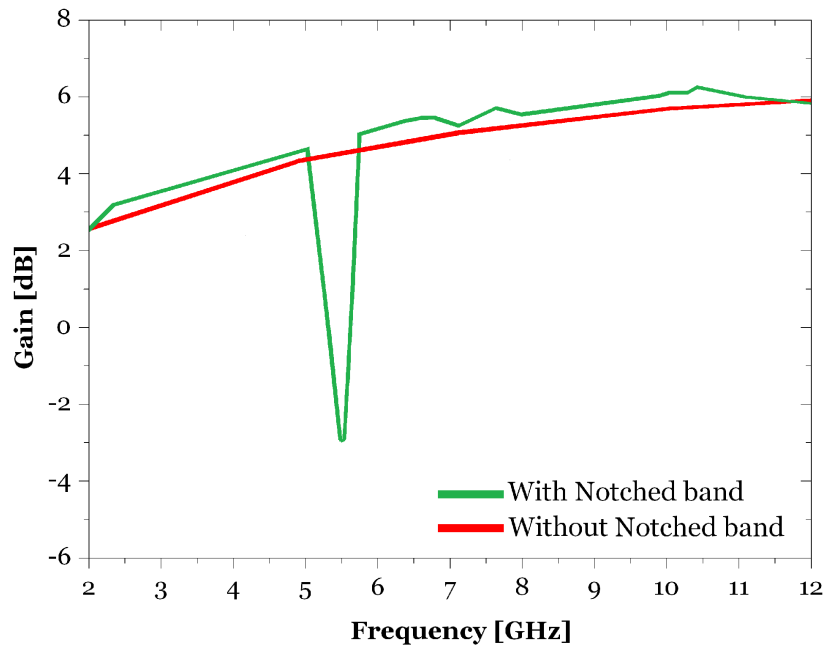


Figure 4.6: Le gain réalisé maximal de l'antenne UWB à bande-WLAN rejetée.

4.2.3 Antenne UWB à deux sous-Bandes Coupées

Afin de développer l'antenne UWB proposée à une antenne UWB à deux sous-bandes coupées WLAN et WiMAX (IEEE 802.16, 3.3 – 3.7 GHz), un filtre coupe-bande représenté par une paire de fente de forme "un quart d'anneau circulaire (1/4 AC)" est inséré au centre de l'élément rayonnant (Figure 4.7).

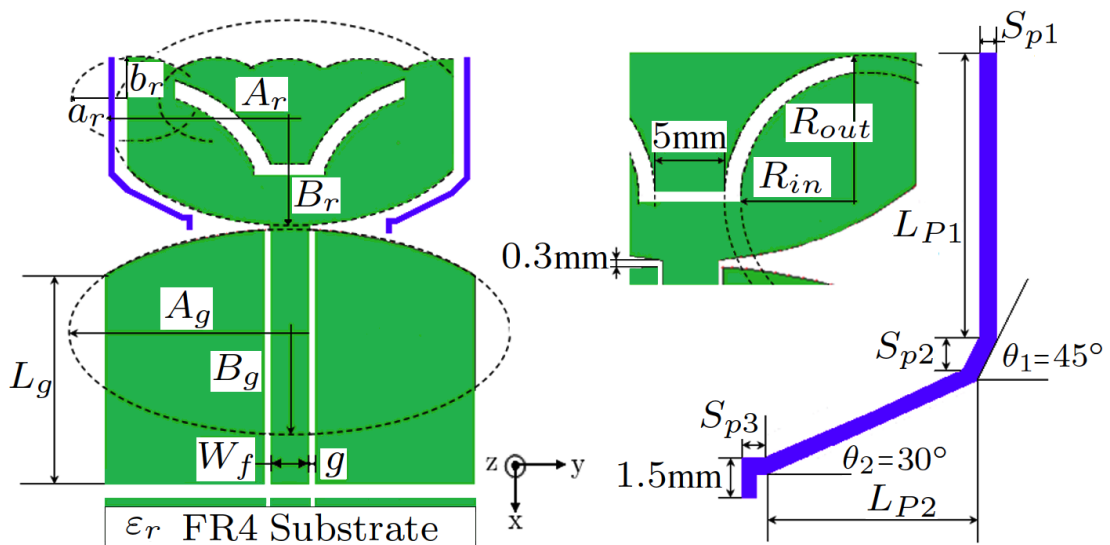


Figure 4.7: Géométrie de l'antenne UWB à deux sous-bandes coupées

Un prototype de l'antenne UWB à deux sous-bandes coupées a été fabriqué avec les paramètres optimisés de la fente 1/4 AC. Les mesures de performance ont été effectuées avec un VNA de type Agilent HP8720ES. La Figure 4.8 présente le prototype réalisé avec le VNA.

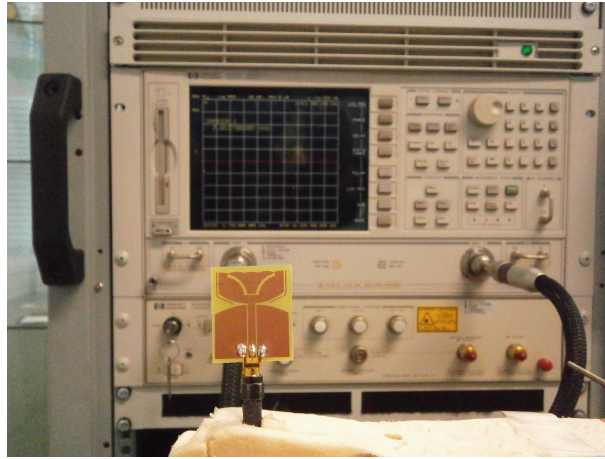


Figure 4.8: Un prototype de l'antenne UWB à deux sous-bandes coupées avec le VNA

Dans la Figure 4.9 une comparaison entre les coefficients de réflexion S11 simulés et mesurés de l'antenne UWB monopôle à deux sous-bande coupées est illustrée.

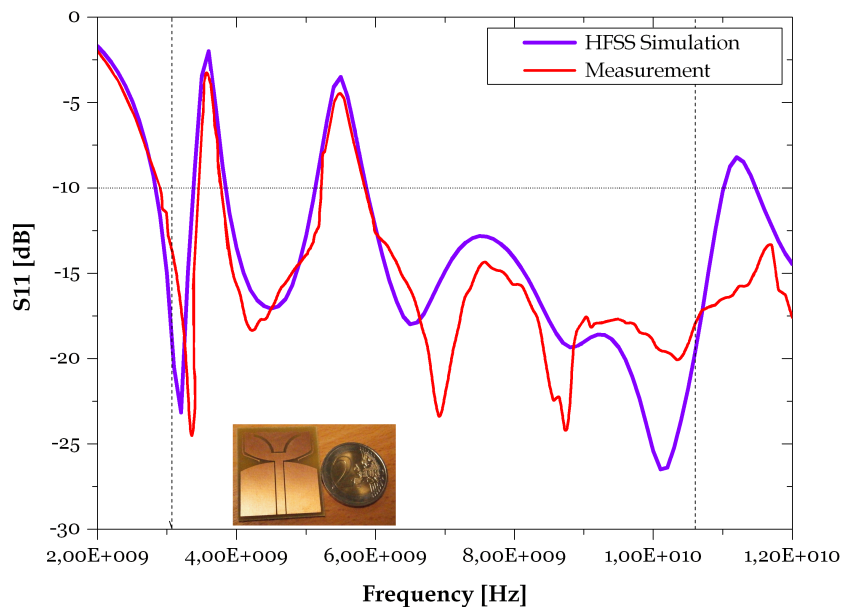
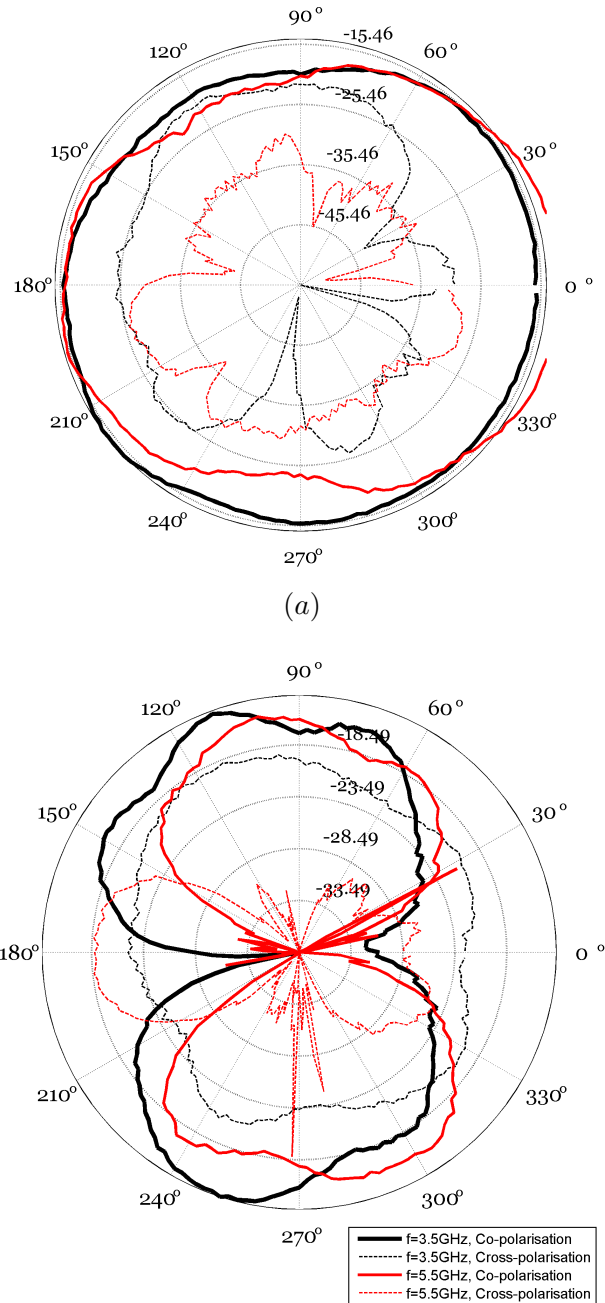


Figure 4.9: Comparaison entre les coefficients de réflexion S11 simulées et mesurées

La Figure 4.9, montre un très bon accord entre la simulation et la mesure pour les deux sous-bandes coupées par avec une bande passante ($S_{11} \leq -10$ dB) ultra-large allant de 2.9 GHz à 10.6 GHz. La caractéristique de filtrage obtenue permet de minimiser/supprimer les interférences entre les systèmes WLAN/WiMAX et UWB.

Les diagrammes de rayonnement mesurés en champ lointain dans les plans $x - y$ et $x - z$ aux fréquences 3.5 GHz et 5.5 GHz sont présentés dans la Figure 4.10. L'antenne présente un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel dans le plan $-H$ et un diagramme de rayonnement dipolaire dans le plan $-E$.



(b)

Figure 4.10: Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne à deux sous-bandes coupées, (a) H -plane (b) E -plane

Le gain de l'antenne UWB à deux sous-bandes coupées (Figure 4.11), montre une diminution importante dans les bandes WLAN et WiMAX, ce qui indique clairement l'effet de la caractéristique de filtrage.

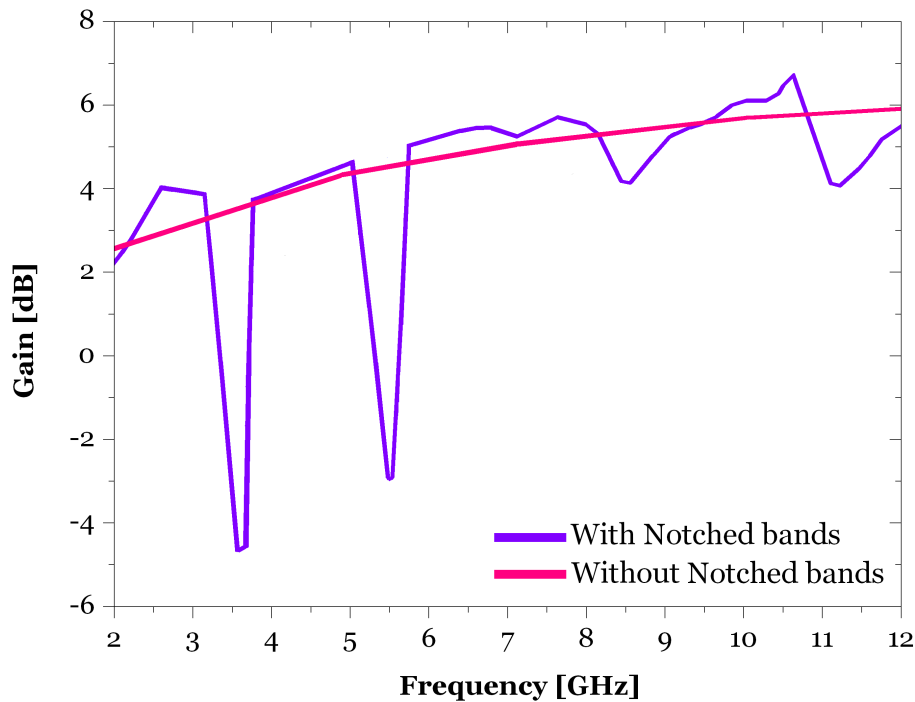


Figure 4.11: Le gain réalisé maximal de l'antenne UWB à deux sous-bandes coupées

4.3 Antenne UWB à Fente en Marches d'Éscalier

Actuellement, les antennes à fente de faible profil, et de fabrication facile avec une large bande passante présentent un grand intérêt. Beaucoup d'antennes de forme rectangulaire [86 – 89], triangulaire [90][91], circulaire [92][93], arc [90], anneau [94] et d'autres formes [95][96] ont été proposées pour des applications à bande étroite et large bande. Dans [97] un stub d'alimentation de forme " Fork-Like " est utilisé pour élargir la bande passante d'une antenne à fente en alimentation micro-ruban ; Une bande passante de 1.1 GHz (1.821 GHz – 2.912 GHz) est obtenue avec un gain de 3.5 dBi – 5 dBi dans la bande de fonctionnement. Dans [98] une antenne à grande fente rectangulaire est imprimée sur un substrat de $68 \times 50 \text{ mm}^2$, la bande passante mesurée à -10 dB est de 6.17 GHz (2.08 GHz to 8.25 GHz). Dans [88] une antenne à fente de forme carrée est alimentée par un guide d'onde rectangulaire (CPW) ce qui permet d'avoir une bande adaptée de 60%. Cette antenne a une taille de $72 \times 72 \text{ mm}^2$ et son gain varie entre 3.75 dBi et 4.88 dBi à l'intérieur de la bande de fonctionnement. Il est clair que la bande passante de ces antennes ne peut pas servir pour le fonctionnement d'un système de communication UWB (3.1 – 10.6 GHz). Cependant dans la littérature, uniquement quelques

antennes à fente en alimentation micro ruban ou CPW peuvent servir pour des applications UWB. Dans [99] une antenne à fente rectangulaire alimentée en CPW par un stub de forme U a été proposée. La bande passante de cette antenne est de 110%, avec un gain de 1.9 dBi à 5.1 dBi. Malheureusement, elle a une taille de $100 \times 100 \text{mm}^2$. La même chose pour [100], une antenne à fente circulaire a été proposée mais avec un rayon égale à 65.2mm^2 . Dans [101] et [102] des antennes UWB à fente circulaire /elliptique alimentées en microstrip/CPW ont été proposées. La forme de stub d'alimentation pour chaque antenne concorde à la forme de la fente. D'autres antennes à fente UWB ont été proposées dans [103 – 109]. Cette partie montre l'antenne UWB à fente qu'on a développé et qui présente des bonnes caractéristiques fréquentielles/temporelles et un profil acceptable. Cette partie est consacrée à la proposition d'une nouvelle antenne imprimée à fente pour les systèmes de communication TR-UWB.

4.3.1 Configuration de l'Antenne

La géométrie de l'antenne UWB à fente proposée en alimentation microstrip est représentée sur la Figure 4.12. Un substrat PCB de type FR4 caractérisée par une permittivité relative de 4.32, une perte tangente de 0.019 et une épaisseur de 1.59mm est utilisé. L'antenne proposée consiste à un plan de masse contient une fente de forme circulaire de rayon R_s avec deux marches d'escalier. Sur la même face une ligne microstrip de 50Ω de largeur $W_f = 3 \text{mm}$ terminée par un stub de forme similaire à celle de la fente.

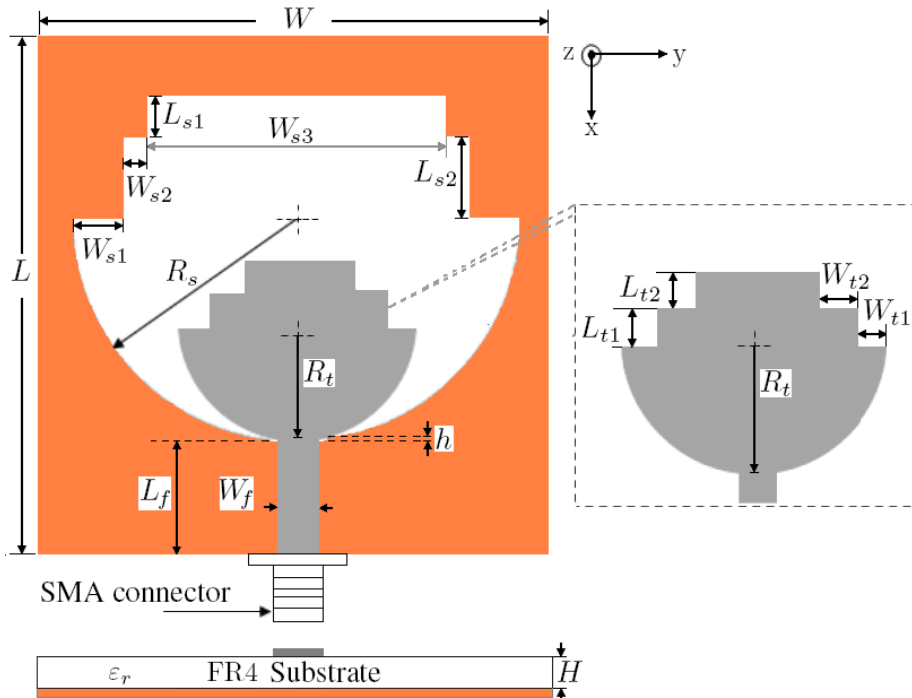


Figure 4.12: Géométrie de l'antenne UWB à fente circulaire avec marches d'escalier.

4.3.2 Étude Paramétrique

La configuration de l'antenne UWB à fente montre beaucoup de paramètres géométriques qu'on doit les optimisées pour assurer la bonne fonctionnement dans la bande UWB.

Les Figures (4.13) et (4.14) montrent les coefficients de réflexion (S_{11}) de l'antenne à fente sous la variation du rayon R_s de la fente et le rayon de stub d'alimentation R_t , respectivement.

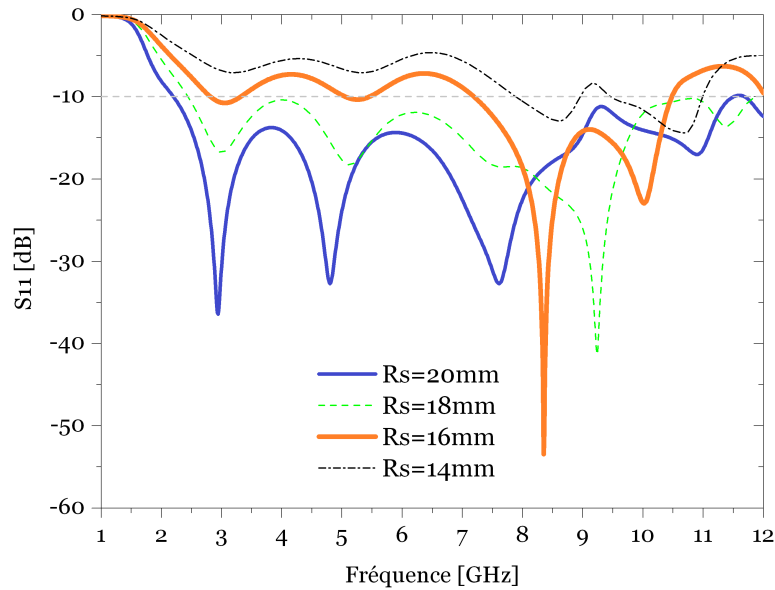


Figure 4.13: L'effet de rayon R_s de la fente circulaire modifiée par marches d'escalier.

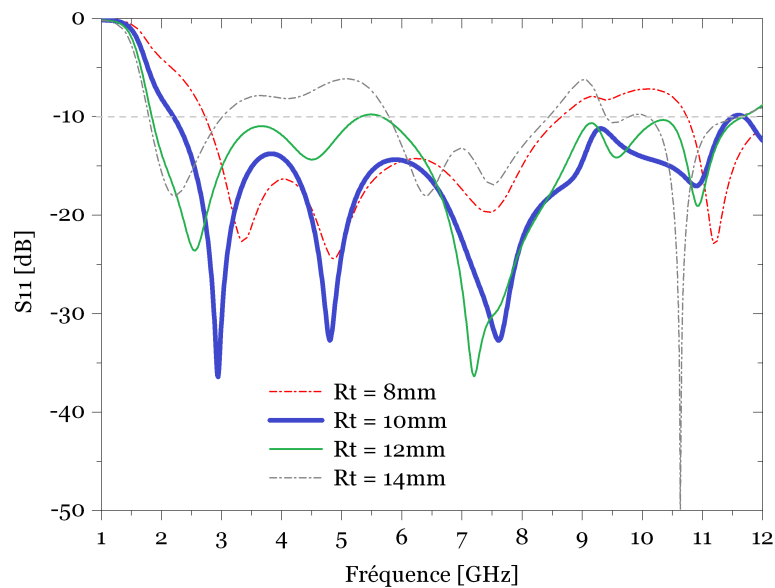


Figure 4.14: L'effet de rayon R_t du stub d'alimentation de forme circulaire modifiée par marches d'escalier.

Il est clair que l'effet de rayons R_s et R_t est significatif sur la bande passante de l'antenne proposée. Une large bande passante de 2.21 GHz à 11.5 GHz a été trouvée pour un rayon de fente $R_s = 20mm$ et un rayon de stub d'alimentation $R_t = 10mm$.

Afin d'étudier l'effet de la forme de stub d'alimentation, le stub de forme circulaire avec deux marches d'escalier est comparé avec un cinq stub de formes différentes (Figure 4.15); une ligne microstrip, un stub de forme rectangulaire, un stub de forme semi-circulaire, un stub de forme cône-inversé et un stub de forme circulaire.

La Figure 4.16 illustre une comparaison entre les coefficients de réflexion S11 pour différentes formes de stub d'alimentations.

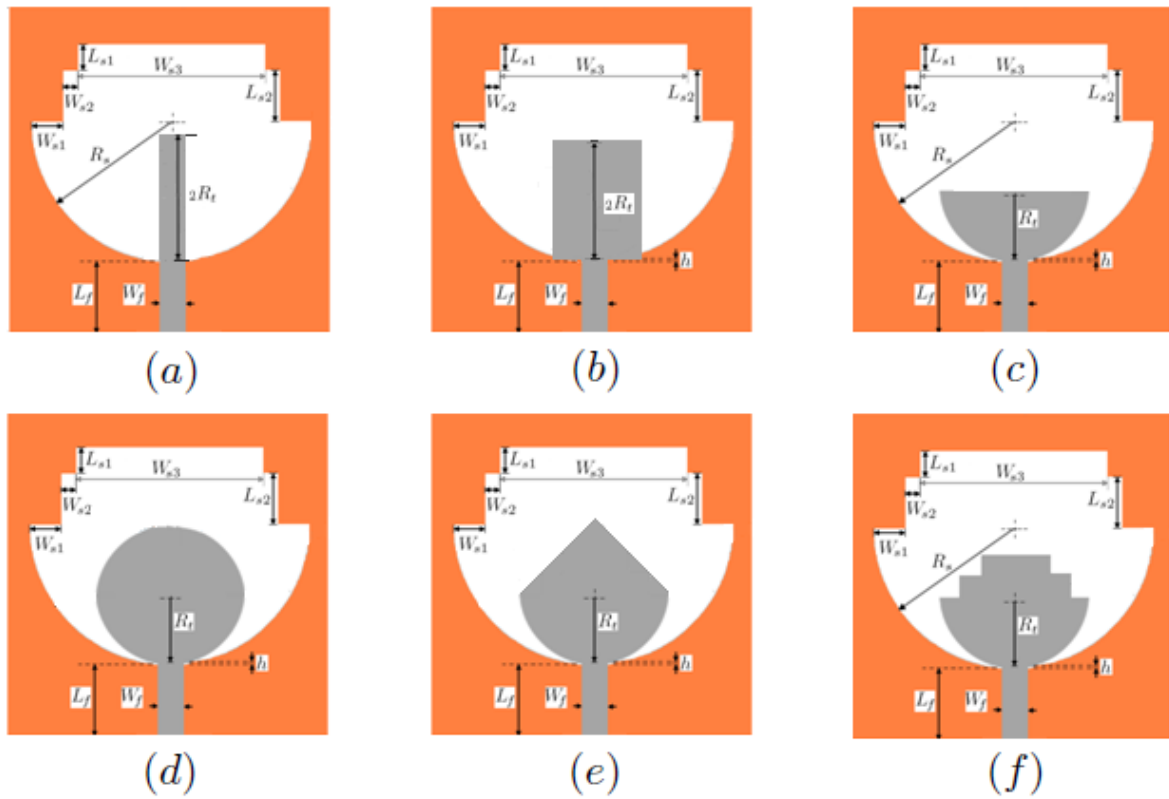


Figure 4.15: Différentes formes de stub d'alimentation étudiées pour l'antenne à fente proposée, (a) ligne microstrip, (b) forme rectangulaire, (c) forme semi-circulaire, (d) forme de cône-inversé, (e) forme circulaire et (f) forme circulaire avec marche d'escalier.

La Figure 4.16 montre que uniquement le stub de forme cône-inversé, le stub de forme circulaire et le stub de forme circulaire avec marches d'escalier permettent la couverture de la bande commerciale UWB.

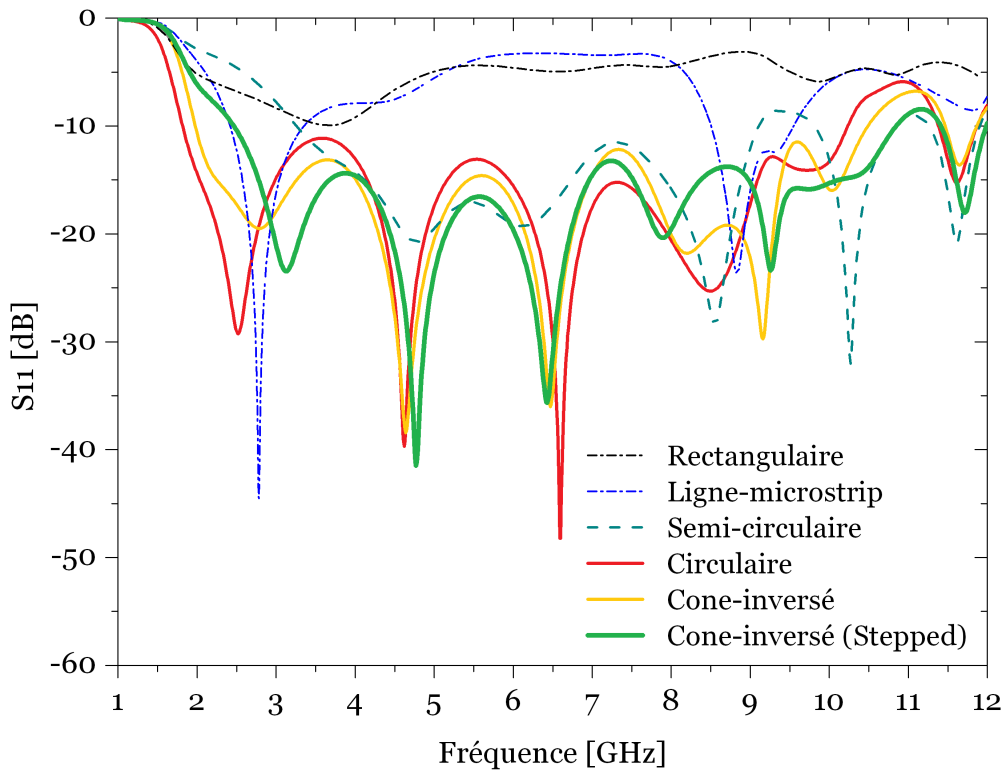


Figure 4.16: Comparaison entre les coefficients de réflexion S_{11} pour différentes formes de stub d'alimentations.

4.3.3 Résultats et Discussions

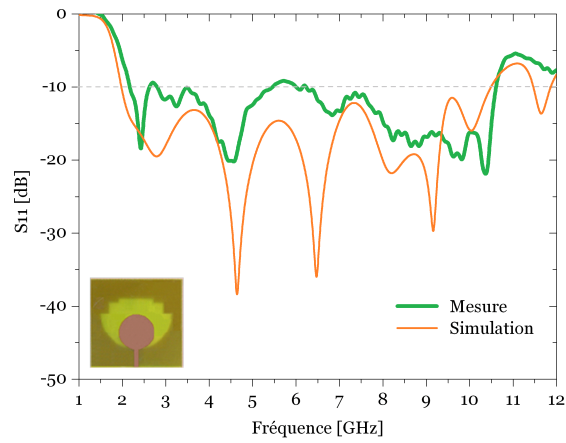
Trois prototypes de l'antenne à fentes proposée avec les paramètres optimaux présentés dans le Tableau 4.2, ont été fabriqués et testés. Les Figures (4.17a), (4.17b) et (4.17c) montrent une comparaison entre les coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne UWB à fente proposée pour les trois stub d'alimentation.

Table 4.2: Les paramètres optimisés de l'antenne UWB à fente.

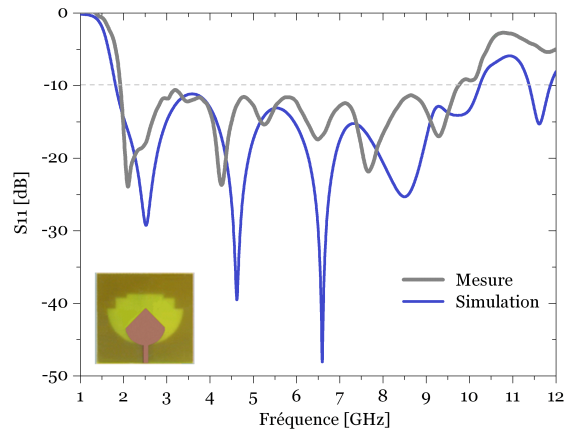
Paramètre	W	L	W_{s1}	W_{s2}	W_{s3}	L_{s1}	L_{s2}	R_s	R_t	W_f	L_f	h
Valeur Optimale mm	48	42	4.5	3.5	21.5	2	6	20	10	3	10	0.4

D'une manière générale, la Figure 4.17, montre un bon accord entre la simulation et la mesure sur une large gamme de la bande UWB.

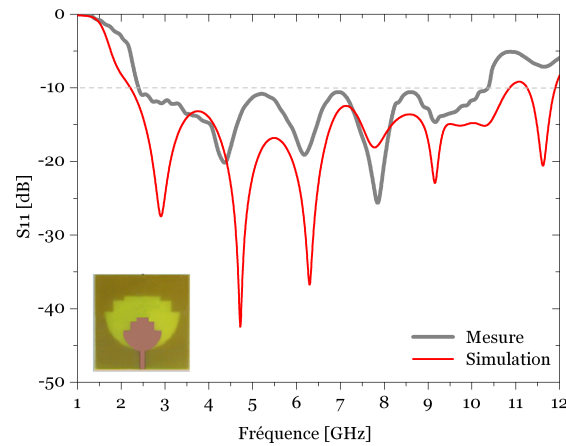
La distributions de la densité de courant de l'antenne UWB à fente aux fréquences 3 GHz, 7.6 GHz et 11 GHz sont présentées sur la Figure 4.18. La densité de courant de l'antenne à fente avec les différents stubs est principalement distribuée le long de la ligne microstrip, les extrémités de stub et les extrémités de la fente pour les trois fréquences.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.17: Comparaison entre les coefficients de réflexion S_{11} simulés et mesurés (a) stub de forme circulaire, (b) stub de forme cone-inversé (c) stub de forme circulaire avec marches d'escalier.

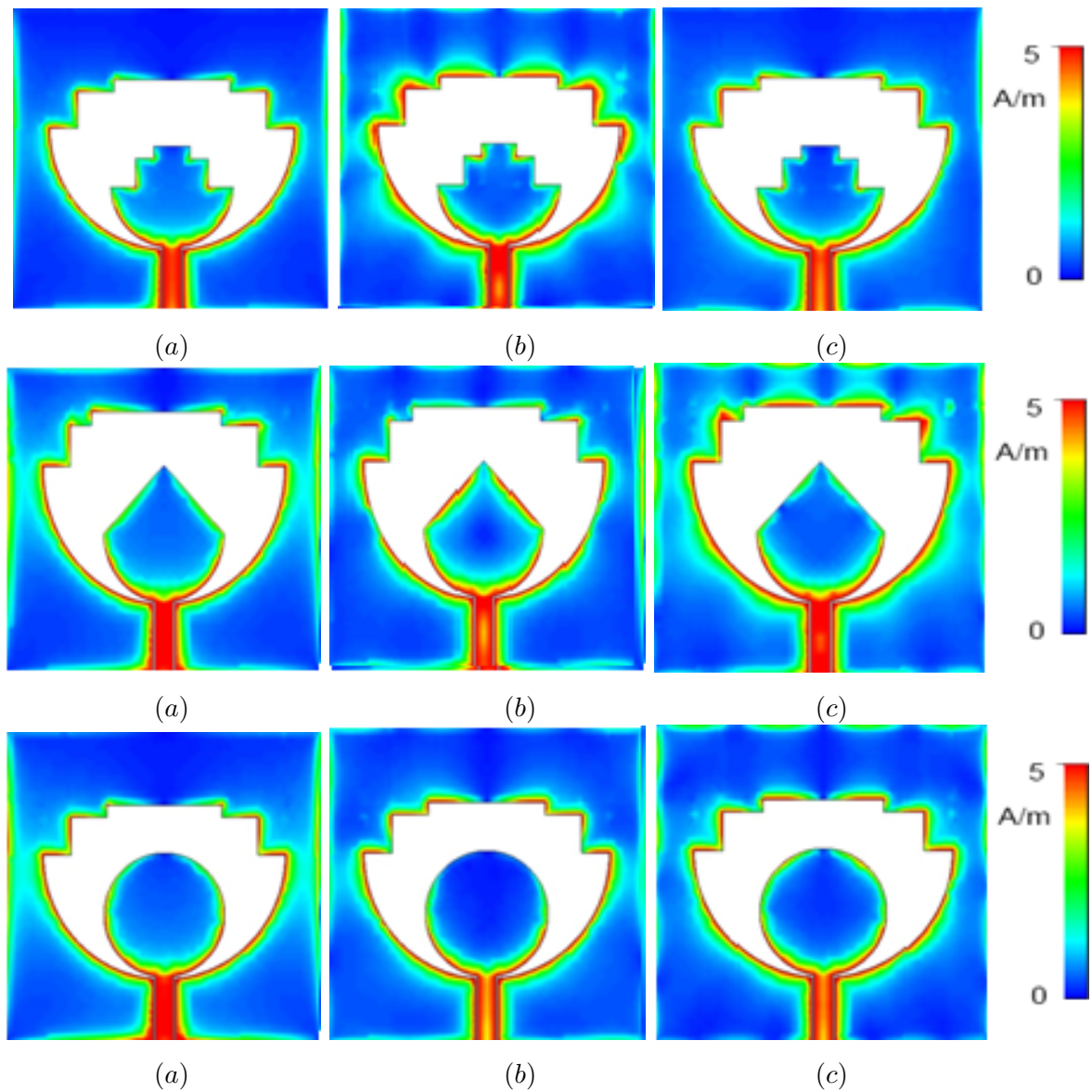


Figure 4.18: La distribution de courant de l'antenne UWB à fente proposée avec différents stubs (a) $f = 1$ GHz, (b) $f = 6$ GHz, (c) $f = 9$ GHz.

Les Figures (4.19) et (4.20) illustrent les diagrammes de rayonnement 2D et 3D de l'antenne UWB à fente proposée dans les plans $x - y$ and $x - z$ pour les fréquences 3 GHz, 4.7 GHz et 9.16 GHz, respectivement.

La Figure 4.21 représente le gain maximal réalisé de l'antenne UWB à fente. Il est montré que le gain maximal de cette antenne pour les trois différents stubs dans la bande UWB varie entre 3.6 dBi et 7.6 dBi.

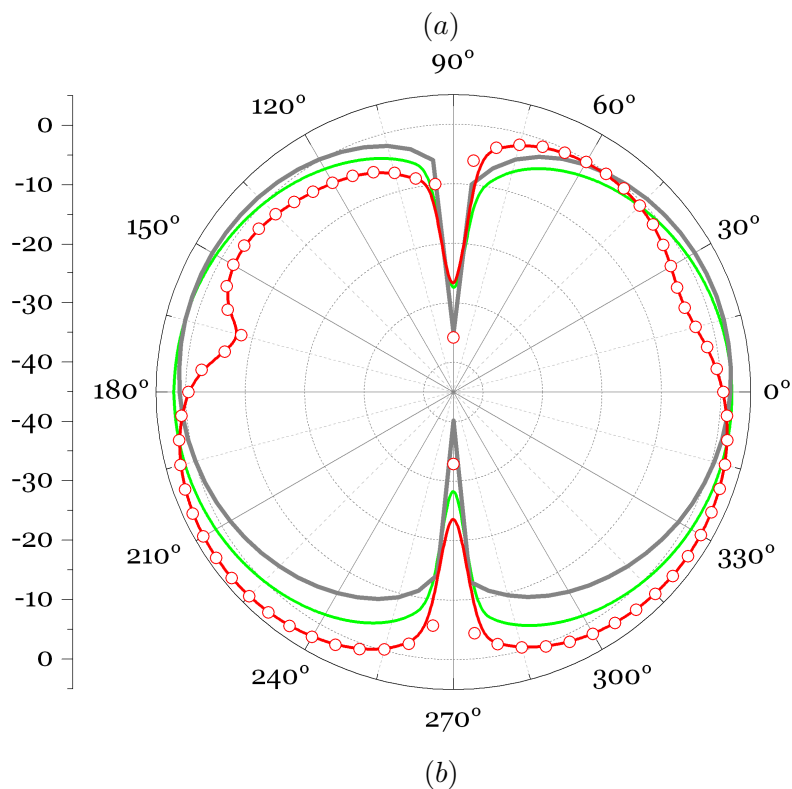
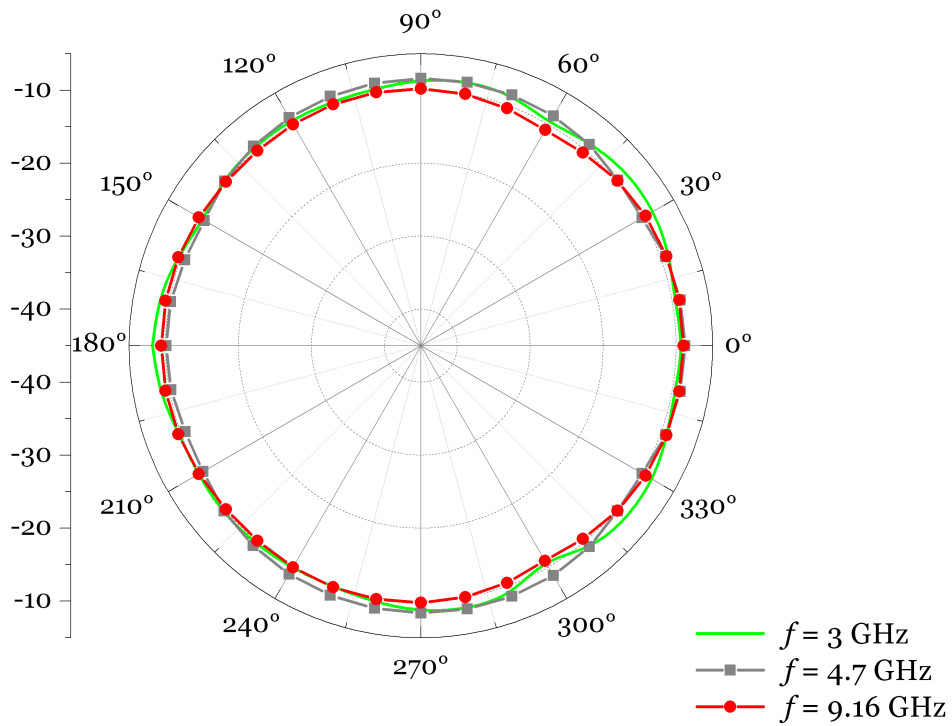


Figure 4.19: Diagramme de rayonnement de l'antenne UWB à fente en 2D (a) le plan- H , (b) le plan- E

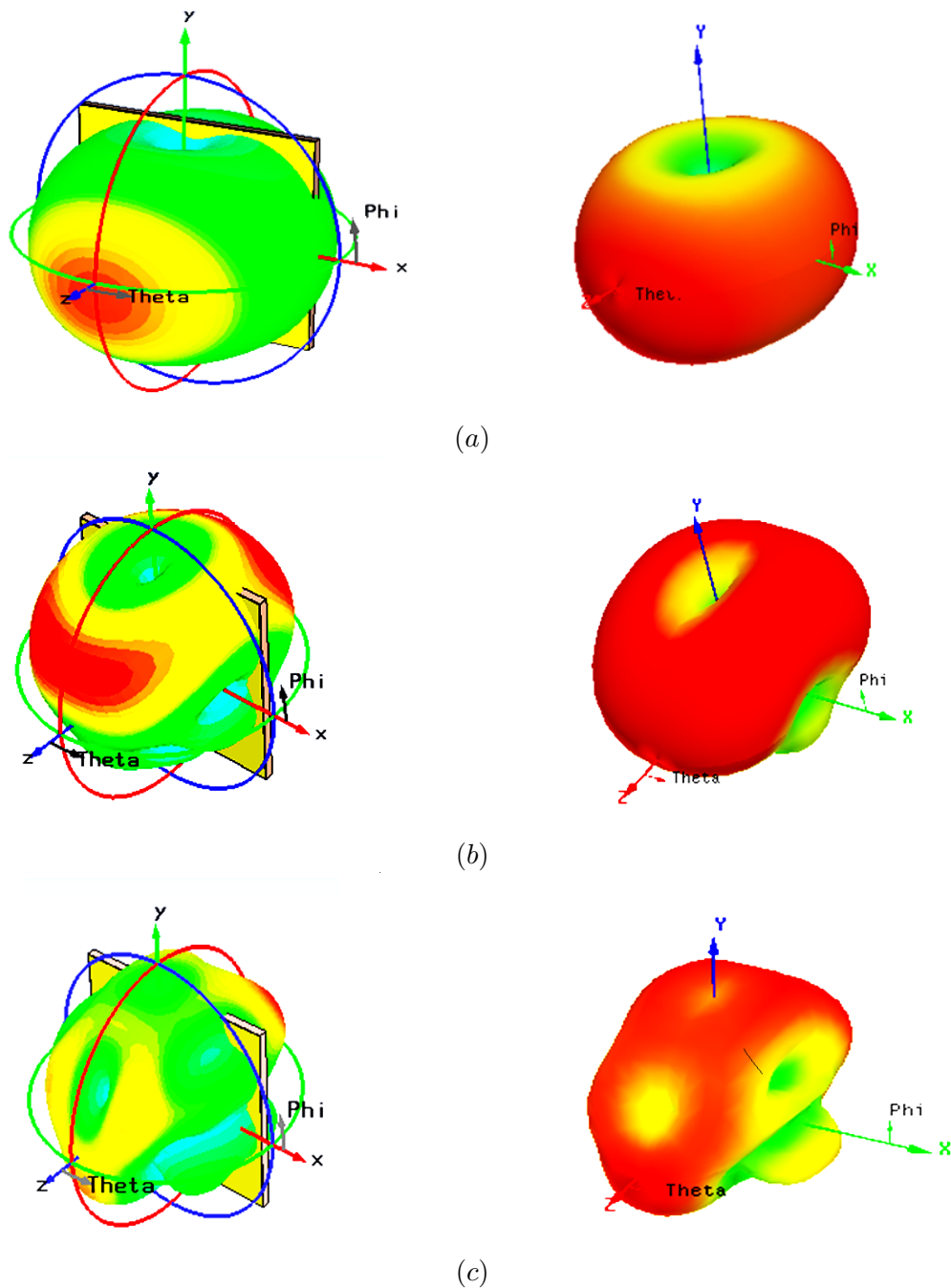


Figure 4.20: Diagramme de rayonnement de l'antenne UWB à fente en 3D (a) $f = 3GHz$ (b) $f = 4.7GHz$ (c) $f = 9.16GHz$ (à droite en HFSS et à gauche en CST Microwave)

Afin d'étudier les caractéristiques de transmission et de réception de l'antenne UWB à fente, le temps de groupe d'une paire d'antenne UWB à fente avec un stub de forme circulaire avec marches d'escalier est représenté sur la Figure 4.22. Elle montre que la variation de temps de groupe dans l'ensemble de la bande UWB est de 2.52 ns, ce qui montre la capacité de l'antenne proposée dans la préservation de l'impulsion UWB.

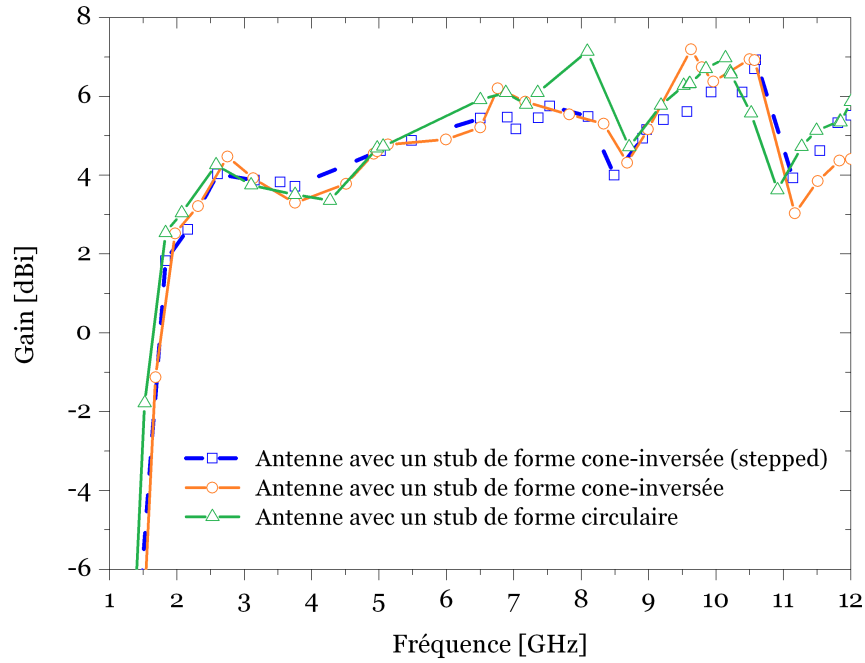


Figure 4.21: Le gain réalisé maximal de l'antenne UWB à fente pour différentes formes de stub.

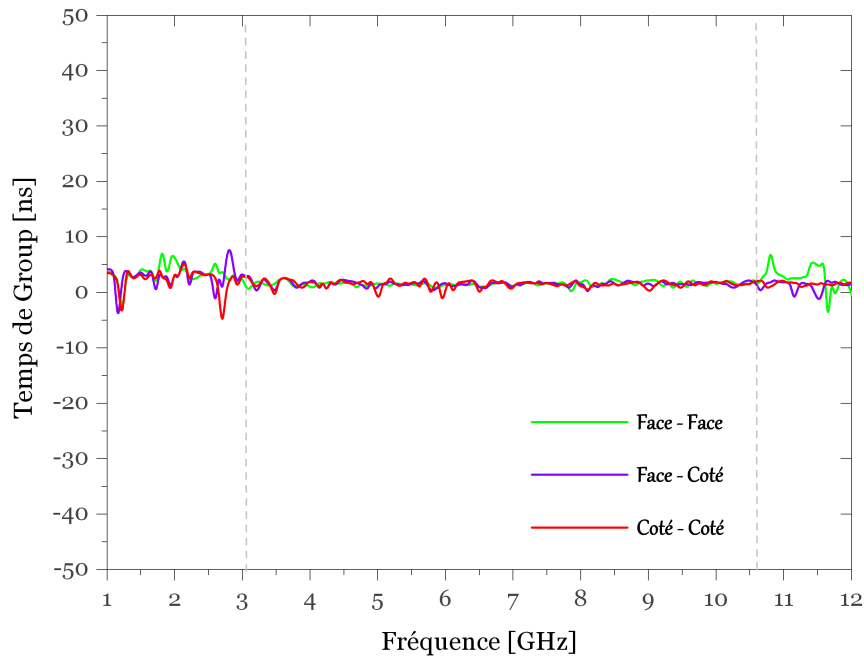


Figure 4.22: Le temps de groupe de l'antenne UWB à fente alimentée par un stub de forme circulaire avec marche d'escalier pour différentes directions face-face, face-coté et coté-coté

4.4 Conclusion

Dans ce quatrième chapitre, qui représente aussi une contribution originale, nous avons proposé des configurations d'antennes monopôle et à fente originales alimentées par une ligne microstrip ou par un guide d'onde coplanaire (CPW) adaptées aux systèmes de communications sans fil UWB. Les antennes proposées ont été conçues pour fonctionner dans la bande UWB (3.1 – 10.6 GHz) avec une caractéristique de filtrage dans la bande WiMAX et/ou WLAN. Cette fonction de filtrage a été réalisée par l'insertion d'un filtre coupe-bande sous forme d'une fente ou un élément parasite dans la structure de l'antenne (patch rayonnant ou plan de masse). L'avantage de cette approche est que le filtre coupe-bande est intégré directement dans la structure de l'antenne sans aucun espace additionnel. Afin de démontrer l'efficacité des antennes proposées, les résultats de simulation numérique ont été validés par des mesures expérimentales d'adaptation et de rayonnement dans une chambre anéchoïque.

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse concernent la minimisation/suppression des interférences dans les systèmes de communications UWB. Après avoir introduit la technologie UWB depuis son origine lorsqu'elle était utilisée dans les radars à ce jour où elle représente un grand intérêt pour les communications sans fil. En matière de réglementation, des masques de puissance imposant les règles d'émissions des signaux UWB ont été mis en place par les instances de réglementation des différentes régions et pays. Cette variété de réglementation peut avoir un impact négatif sur le développement des équipements UWB dédiés à un grand nombre d'applications de courte portée et à haut débit. En effet, contrairement aux équipements conçus pour des technologies NB et WB, les systèmes UWB devront être conçus pour une région donnée, suivant les contraintes locales ou à défaut, les fabricants devront concevoir des équipements pouvant s'adapter à chaque région où ils seront utilisés. Actuellement, la technologie UWB est une bonne candidate pour le futur c'est aussi parce qu'elle peut être combinée avec d'autres technologies de communication comme le WiMax et les réseaux d'accès FTTx, de façon à fournir une solution de communication avec une plus large gamme d'applications et avec des débits favorables. Par conséquent, nous sommes intéressés à l'utilisation de l'UWB impulsionnelle en télécommunications.

Dans le deuxième chapitre nous avons introduit d'introduire, dans un premier temps, la forme de l'impulsion UWB élémentaire ainsi que la modélisation des émetteurs utilisés pour les communications IR-UWB (TH-UWB, DS-UWB et TR-UWB) avec les différentes techniques de modulation. Dans la deuxième partie du chapitre nous avons présenté la modélisation de canal de propagation UWB et les différents récepteurs envisagés pour les communications IR-UWB.

Dans le troisième chapitre, qui représente une contribution originale, nous avons présenté une modélisation de l'interférence multiutilisateur dans les systèmes TR-UWB. En fait, dans la plupart des systèmes de communications TR-UWB, les récepteurs utilisent l'Approximation Gaussienne Standard (SGA) pour modéliser l'interférence multi-utilisateur (MUI). Il s'agit d'une hypothèse utilisée dans la plupart des systèmes multi-utilisateur, où la MUI tend à un processus Gaussien par le théorème de la limite centrale, par suite la convergence est relativement rapide par rapport au nombre d'utilisateurs. On a montré l'imprécision de l'approximation "SGA" pour la modélisation de la MUI dans les systèmes TR-UWB destinés aux applications à courte portée où le nombre d'utilisateurs actifs est relativement faible. D'autre part, le modèle statistique de Middleton classe-A a été validé comme le modèle

le plus approprié pour la modélisation de la MUI dans ces systèmes. Une expression en forme close pour la fonction densité de probabilité (PDF) de système TR-UWB, sous la MUI et un bruit blanc Gaussien additif (AWGN), a été développée. La modélisation a été élargie à l'existence d'une source d'interférence impulsive où un processus de type Alpha-Stable-Symétrique ($S-\alpha-S$) a été utilisé pour modéliser cette interférence. La PDF correspond à ce scénario (MUI, AWGN et interférence impulsive) a été développée. Les résultats de développement analytiques sont confirmés et validés par des simulations numériques.

Dans le quatrième chapitre, qui représente aussi une contribution originale, nous avons proposé des configurations d'antennes monopôle et à fente originales alimentées par une ligne microstrip ou par un guide d'onde coplanaire (CPW) adaptées aux systèmes de communications UWB sans fil. Les antennes proposées ont été conçues pour fonctionner dans la bande UWB (3.1 – 10.6 GHz) avec une caractéristique de filtrage dans la bande WiMAX et/ou WLAN. Cette fonction de filtrage a été réalisée par l'insertion d'un filtre coupe-bande sous forme d'une fente ou un élément parasite dans la structure de l'antenne. L'avantage de cette approche est que le filtre coupe-bande est intégré directement dans la structure de l'antenne sans aucun espace additionnel. Afin de démontrer l'efficacité des antennes proposées, les résultats de simulation numérique ont été validés par des mesures expérimentales d'adaptation et de rayonnement dans une chambre anéchoïque.

Les résultats encourageants obtenus dans cette thèse lors de la modélisation de l'interférence multi-utilisateur dans un système de communications TR-UWB et le développement des antennes UWB à sous-bandes coupées pour la minimisation/suppression des interférences NB/WB ouvrent la voie à de nouveaux axes de recherche :

- Le développement d'une expression de BEP pour un système de communications multi-utilisateur TR-UWB sous une interférence impulsive.
- La modélisation statistique/physique d'un système de communications TR-UWB ad-hoc sous l'existence de plusieurs sources d'interférence impulsive.
- La conception des antennes UWB à sous-bandes coupées reconfigurables.

Annexe A

Publications de l'Auteur

Articles de Journaux

- 1 **D. Abed**, S. Redadaa and H. Kimouche "Printed Ultra-WideBand Stepped-Circular Slot Antenna with Different Tuning Stubs," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* Vol. 27, Issue 07, pp. 846 - 855, April 2013 (<http://www.tandfonline.com/>)
- 2 **D. Abed**, S. Redadaa and S. Tedjini "Closed-Form PDF for Multiuser TR-UWB Systems under Gaussian Noise and Impulsive Interference," *Progress In Electromagnetic Research C*, Vol. 40, pp. 175 - 186, May 2013 (<http://www.jpier.org/PIERC/>)
- 3 H. Kimouche, **D. Abed**, B. Atrouz and R. Aksas, "Bandwidth Enhancement of Rectangular Monopole Antenna Using Modified Semi-Elliptical Ground-plane and Slots," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 52, No. 01, pp. 54 - 58, January 2010. (<http://www3.wileyinterscience.com/>)

Chapitre de Livre (Book Chapter)

- 1 **Djamel ABED** and Hocine Kimouche "Design and Characterization of Microstrip UWB Antennas," ISBN 978-953-307-139-8, September 2010 Sciyo, INTEC Edition (Austria) (<http://www.sciyo.com>)

Articles de Conférences

- 1 **D. Abed** and S. Redadaa "On the PSD Analysis of TR-UWB and FSR-UWB Communications Systems," *International Conference on Systems and Information Processing (ICSIP'11)*, May 15-17, 2011, Guelma, Algeria. (<http://www.univ-guelma.dz/icsip11/>)
- 2 **D. Abed** and S. Redadaa "Statistical Modeling of TR-UWB System under MUI and Impulsive S- α -S Interference," *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS'2012)*, pp. 1074-1077, August 28-31, 2012, Paris, France. (<http://ieeexplorer.ieee.org/>)
- 3 D. Kaddour, S. Tedjini, and **D. Abed** "3D Antenna for UHF RFID Tag on Molded Interconnect Device," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI'2013)*, pp. 1502-1503, July 7-13, 2013, Florida, USA. (<http://ieeexplorer.ieee.org/>)
- 4 **D. Abed** and S. Redadaa "Multiuser Interference Analysis in UWB Communication Systems," *Première Journée Doctorale en Télécommunications (JDT2013)*, 28 Avril 2013, Guelma, Algérie. (<http://www.univ-guelma.dz/recherche/labs/lt/>)

Annexe B

Calcul de la de $n^{\text{ième}}$ Convolution de $p_X(x)$

Dans le chapitre 3, pour le calcul de l'expression $p_X(x)$ nous avons utilisé l'approximation donnée par [71] :

$$\begin{aligned}
 p_X(x) &\approx \lambda_1 \delta(x) + \lambda_2 [u(x + \beta_p) - u(x - \beta_p)] \\
 &= \lambda_1 \delta(x) + \lambda_2 h(x) \\
 &= \lambda_1 \delta(x) + \lambda_2 h_s\left(\frac{x}{\beta_p}\right)
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

Où $h_s(x) = h(\beta_p x) = u(x + \beta_p) - u(x - \beta_p)$.

L'expression de la MUI est donné par :

$$\begin{aligned}
 p_X^{\text{MUI}}(x) &= \underbrace{p_X^{N_f}(x) \otimes p_X^{N_f}(x) \otimes \cdots \otimes p_X^{N_f}(x)}_{(N_u-1) \text{ fois}} \\
 &= \underbrace{p_X(x) \otimes p_X(x) \otimes \cdots \otimes p_X(x)}_{n \text{ fois}}
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

La n -ième convolution de $h_s(x)$, est donnée par :

$$h_s^n(x) = \frac{1}{(n-1)!} \sum_{m=0}^n (-1)^m \binom{n}{m} (x+n-2m)^{n-1} u(x+n-2m) \tag{B.3}$$

Vérification pour $n=1$:

$$\begin{aligned}
 h_s^1(x) &= \frac{1}{0!} \sum_{m=0}^1 (-1)^m \binom{1}{m} (x+1-2m)^0 u(x+1-2m) \\
 &= u(x+1) - u(x-1)
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

L'équation (B.2) devient :

$$p_X^{\text{MUI}}(x) = \lambda_1^n \delta^n(x) + \sum_{m=0}^n \binom{n}{m} \lambda_1^{n-m} \lambda_2^m h_s^m(x) \tag{B.5}$$

D'autre part on a : $h(x) = h_s(x/\beta_p)$, c-à-d $h(x) = \beta_p h_s(x/\beta_p)$, donc

$$\begin{aligned}
 h_s^n(x) &= \beta_p^{n-1} h_s^n(x/\beta_p) \\
 &= \frac{\beta_p^{n-1}}{(n-1)!} \sum_{m=0}^n (-1)^m \binom{n}{m} \left(\frac{x}{\beta_p} + n - 2m\right)^{n-1} \\
 &\quad \times u\left(\frac{x}{\beta_p} + n - 2m\right)
 \end{aligned} \tag{B.6}$$

En remplaçant l'équation (B.6) dans l'équation (B.5) on obtient :

$$\begin{aligned}
p_X^{\text{MUI}}(x) &= \lambda_1^n \delta(x) + \sum_{m=1}^n \binom{n}{m} \lambda_1^{n-m} \lambda_2^m \frac{\beta_p^{m-1}}{(m-1)!} \\
&\quad \times \sum_{\mu=0}^m (-1)^\nu \binom{m}{\mu} \left(\frac{x}{\beta_p} + m - 2\mu \right)^{m-1} u\left(\frac{x}{\beta_p} + m - 2\mu \right) \quad (\text{B.7})
\end{aligned}$$

Verification de h_s^n pour $(n+1)$

$$\begin{aligned}
h_s^{n+1}(x) &= h_s \otimes h_s^n \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} [u(a+1) - u(a-1)] \cdot \frac{1}{(n-1)!} \sum_{m=0}^n (-1)^m \binom{n}{m} (x-a+n-2m)^{n-1} \\
&\quad \times u(x-a+n-2m) da \\
&= \int_{-1}^1 \frac{1}{(n-1)!} \sum_{m=0}^n (-1)^m \binom{n}{m} (x-a+n-2m)^{n-1} u(x-a+n-2m) da \\
&= \frac{1}{n!} \sum_{m=0}^n (-1)^{m+1} \binom{n}{m} \left[(x-1+n-2m)^n u(x-1+n-2m) \right. \\
&\quad \left. - (x+1+n-2m)^n u(x+1+n-2m) \right] \\
&= \frac{1}{n!} \sum_{m=1}^n (-1)^m \left[\binom{n}{m-1} \binom{n}{m} \right] (x+n+1-2m)^n u(x+n+1-2m) \\
&\quad + \frac{1}{n!} (-1)^{n+1} \binom{n}{n} (x-n-1)^n u(x-n-1) \\
&\quad + \frac{1}{n!} (-1)^0 \binom{n}{0} (x+n+1)^n u(x+n+1) \\
&= \frac{1}{n!} \sum_{m=1}^n (-1)^m \binom{n+1}{m} (x+n+1-2m)^n u(x+n+1-2m) \\
&\quad + \frac{1}{n!} (-1)^{n+1} \binom{n+1}{n+1} (x-n-1)^n u(x-n-1) \\
&\quad + \frac{1}{n!} (-1)^0 \binom{n+1}{0} (x+n+1)^n u(x+n+1) \\
&= \frac{1}{((n+1)-1)!} \sum_{m=0}^{n+1} (-1)^m \binom{n+1}{i} (x+(n+1)-2m)^{(n+1)-1} \\
&\quad \times u(x+(n+1)-2m) \quad (\text{B.8})
\end{aligned}$$

Annexe C

L'Antenne de Référence Utilisée dans les Mesures

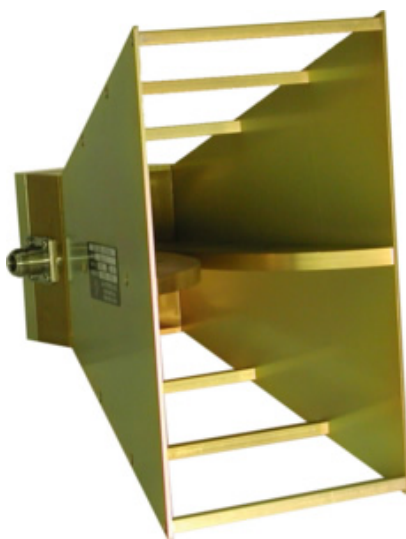


Figure C.1: L'antenne de référence "modèle : SAS-571 Double Ridge Guide Horn Antenna"

L'antenne "Double Ridge Guide Horn" est utilisée par les laboratoires de tests électromagnétique et les autorités de réglementation pour une variété d'applications civiles et militaires.

Caractéristiques :

- Gamme de fréquences : 700 MHz – 18 GHz
- Gain (dBi) : 12 dBi
- Impédance : 50Ω
- ROS (moyenne) : 1.6 : 1
- Poids : 1.59 kg
- Dimensions ($L \times H \times P$) : 14.2cm \times 24.4cm \times 27.9cm

Annexe D

La Chambre Anéchoïque Utilisée dans les Mesures

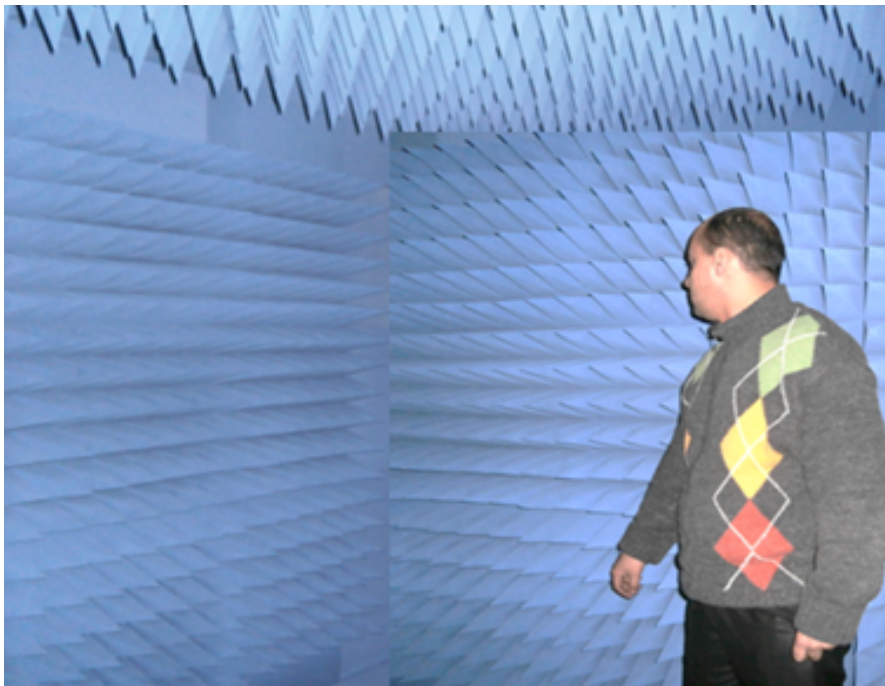


Figure D.1: *La chambre anéchoïque de laboratoire LCIS de Grenoble INP*

La chambre anéchoïque électromagnétique est un local aux parois (murs, plafond, mais pas systématiquement le plancher) recouvert de matériaux absorbant le champ électromagnétique et atténuant sa rétrodiffusion. Si le plancher n'est pas couvert, il peut être alors réfléchissant ; on parle alors de chambre semi-anéchoïque.

Une telle chambre sert notamment à mesurer les rayonnements électromagnétiques d'appareils électroniques. Ces mesures sont nécessaires afin de vérifier les niveaux de champ électromagnétique émis par tous les matériels fonctionnant avec de l'électricité. On les utilise aussi bien en qualification militaire que pour les matériels industriels et civils.

Bibliographie

- [1] F. Nekoogar, "Ultra-Wideband Communications : Fundamentals and Applications," Prentice Hall, September 10, 2005
- [2] T. W. Barrett, "History of Ultra-Wideband(UWB) Radar Communications : Pioneers and Innovators," *Progress in Electromagnetics Symposium (PIER'2000)*, 2000, pp. 1-29.
- [3] H. F. Harmuth, "Transmission of Information by Orthogonal Functions," 1st Edition, New York, Springer, 1969.
- [4] G. F. Ross and K. W. Robbins, "Baseband Radiation and Reception System," U.S. Patent 3,739,392, June 1973.
- [5] G. F. Ross, "Transmission and Reception System for Generating and Receiving Baseband Duration Pulse Signals for Short Baseband Pulse Communication System," U.S. Patent 3,728,632, July 1973.
- [6] R. N. Morey, "Geophysical Survey System Employing Electromagnetic Impulses," U.S. Patent 3,806,795, April 1974.
- [7] D. L. Moffatt and R. J. Puskar, "A subsurface Electromagnetic Pulse Radar," *Geophysics*, Vol. 41, 1976, pp. 506-518.
- [8] P. V. Etten, "The Present Technology of Impulse Radars," IEE Proceedings *Proceedings of the International Radar Conferences*, Vol. 42, October 1977, pp. 353-539.
- [9] C. L. Bennett and G. F. Ross, "Time-Domain Electromagnetics and its Application," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 66, 1978, pp.299-318.
- [10] T. W. Barrett, "Impulse (Time-Domain) Radar Technology Assessment Colloquium," W. J., Arlington, VA, 16-17 March 1988.
- [11] R. A. Scholtz, "Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation", *Proceedings of IEEE MILCOM'09*, October 1993.

-
- [12] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse Radio : How it Works," *IEEE Comm. Letters*, Vol. 2, No.2, February 1998, pp. 36-38.
- [13] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the Robustness of Ultra-Wide Bandwidth Signals in Dense Multipath Environments," *IEEE Comm. Letters*, Vol. 2, No.2, February 1998, pp 51-53.
- [14] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the Energy Capture of UltraWide Bandwidth Signals in Dense Multipath Environments," *IEEE Comm. Letters*, Vol. 2, No. 9, September 1998, pp 245-247.
- [15] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications," *IEEE Trans. Comm*, Vol. 48, No.4, April 2000, pp 679-689.
- [16] R. A. Scholtz, R. Weaver, E. Homier, J. Lee, P. Hilmes, A.Taha and R. Wilson, "UWB radio deployment challenges," *In Proc. IEEE PIMRC '00*, September 2000.
- [17] J.-Y. Lee and R. A. Scholtz, "Ranging in a Dense Multipath Environment using a UWB Radio Link," *IEEE JSAC*, Vol. 20, No. 9, Dec. 2002, pp 1677-1683.
- [18] Y.-L. Chao and R. A. Scholtz, "Optimal and Suboptimal Receivers for Ultra-Wideband Transmitted Reference Systems," *In Proc. IEEE Globecom '03*, December 2003.
- [19] R. D. Wilson and R. A. Scholtz, "Template Estimation in Ultra-Wideband Radio," *In Proc. Asilomar Conference '03*, November 2003.
- [20] Y.-L. Chao and R. A. Scholtz, "Weighted Correlation Receivers for Ultra-Wideband Transmitted-Reference Systems," *In Proc. IEEE Globecom '04*, December 2004.
- [21] Y.-L. Chao and R. A. Scholtz, "Ultra-Wideband Transmitted Reference Systems," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 54, No. 5, September 2005, pp.1556-1569.
- [22] FCC, "First Report and Order 02-48," February 2002.
- [23] J. D. Taylor, "Introduction to Ultra-wideband Radar Systems," CRC Press, 1995.
- [24] S. M. S. Sadough, "Ultra Wideband OFDM Systems : Channel Estimation and Improved Detection Accounting for Estimation Inaccuracies," *PhD thesis*, University of Paris-Sud XI, France, 2008.
- [25] F. Nekoogar, "Ultra-Wideband Communications : Fundamentals and Applications," Prentice Hall, 2005.
- [26] I. Oppermann, M. Hamalainen and J. Iinatti, "UWB Theory and Applications," John Wiley Sons, 2004.
- [27] " The protection Requirements of Radiocommunications Systems below 10.6 GHz from Generic UWB applications", *Electronic Communications Committee (ECC) Report 64*, February 2005.

- [28] <http://www.cetecom.com/en> (Février 2014)
- [29] <http://www.etri.re.kr/eng> (Février 2014)
- [30] <http://www.ida.gov.sg> (Février 2014)
- [31] A.L. Deleuze, "Contributions à l'étude des systèmes ultra large bande par impulsions", Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France, 2006.
- [32] S. Mebaley Ekome "Étude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN", Thèse de doctorat, Université de Paris-Est-Marne-la-Vallée, France, 2012.
- [33] "Projet banet," 2008. : www.banet.fr
- [34] J. Farserotu, J. Gerrits, J. Rousselot, and G. van Veenendaal, "Csem fm-uwbb proposal," IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Tech. Rep. Document IEEE P802.15-09-0721-00-0006, May 2009
- [35] J. Pan, "Medical Applications of UWB" (<http://www.cse.wustl.edu/~jain/>)
- [36] V. Chatelée, "Développement d'un système d'imagerie microonde multistatique ultra large bande. Application à la détection d'objets en régime temporel et fréquentiel", Thèse de doctorat, Université Nice Sophia Antipolis, France, 2006.
- [37] <http://www.cambridgeconsultants.com/prism> (Février 2014)
- [38] <http://www.bakom.admin.ch/dokumentation/Newsletter/01315/02010/02024/>
- [39] <http://www.gprlocates.com/Products/LMX100.aspx> (Février 2014)
- [40] A. Brown, B. Allen, D. Edwards, E. Okon, M. Dohler, "Ultra Wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging", Wiley, John Son, 2006.
- [41] www.uwblocation.com/ (Février 2014)
- [42] www.ieee802.org/15/ (Février 2014)
- [43] <http://www.uwbforum.org> (Février 2014)
- [44] <http://www.multibandofdm.org> (Février 2014)
- [45] <http://www.ecma-international.org> (Février 2014)
- [46] IEEE standards (IEEE 802.15.4a 2007)
- [47] J.T. Conroy, J.L. LoCicero, D.R. Ucci, "Communication techniques using monopulses waveforms," *IEEE Military Communications Conference*, Atlantic City, October-November 1999.

- [48] L.E. Miller, "Models of UWB pulses and their effects on narrowband direct conversion receivers," *IEEE International Conference on Ultra Wideband Systems and Technologie*, Virginia, USA, November 2003, pp. 101-105.
- [49] Y. Duroc, "Contribution au développement de modèles orientés système pour les antennes des communications ultra large bande," Thèse de doctorat, INP Grenoble, France, 2007.
- [50] D.C. Laney, G.M. Maggio, F. Lehmann, L. Larson, "Multiple access for UWB impulse radio with pseudochaotic time hopping," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, No. 9, pp. 1692-1700, December 2002.
- [51] G. M. Maggio, N. Rulkov, L. Reggiani, Pseudo-chaotic time hopping for UWB impulse radio, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, Vol. 48, No. 12, pp. 1424-1435, December 2001.
- [52] R. T. Hoctor and H. W. Tomlinson, "An overview of delay-hopped transmitted-reference RF communications," *Technique Information Series : G.E. Research and Development Center*, January 2002.
- [53] E.c Guéguen, "Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM," Thèse de doctorat, INSA Rennes, France, 2009.
- [54] J. Foerster, "Channel Modeling Sub-committee Report Final," IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, February 2003.
- [55] A. Saleh et R. Valenzuela, "A statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC)*, Vol. 5, No. 7, pp. 1281-1290, February 1987.
- [56] S. Maddula, S. Chakrabarti, "Synthesis of UWB pulse following FCC mask," in Proc. Union Radio Science General Assembly, New Dehli, India, October 2005.
- [57] H. Urkowitz, "Energy detection of unknown deterministic signals," *Proc. of IEEE*, Vol. 55, No. 4, pp. 523-531, April 1967.
- [58] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments," *IEEE Communication Letters*, Vol. 2, No.2, pp.245-247, September 1998.
- [59] M.Z. Win, G. Chrisikos, N.R. Sollenberger, "Performance of rake reception in dense multipath channels : implications of spreading bandwidth and selection order diversity," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 18, No. 8, pp. 1516-1525, August 2000.
- [60] D'Amico and U. Mengali, "GLRT receivers for UWB systems," *IEEE Communication Letters*, vol. 9, pp. 487-489, June 2005.

-
- [61] F. Tufvesson, S. Gezici, and A. F. Molisch, "Ultrawideband communications using hybrid matched filter correlation receivers," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 5, No. 11, pp. 3119-3129, Nov. 2006.
- [62] D. Goeckel and Q. Zhang, "Slightly frequency-shifted reference ultrawideband (UWB) radio," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 55, No. 3, pp. 508-519, Mar. 2007.
- [63] M. Di Renzo, L. A. Annoni, F. Graziosi, and F. Santucci, "A novel class of algorithms for timing acquisition of differential transmitted-reference UWB receivers : Architecture, performance analysis and system design," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 7, No. 6, pp. 2368-2387, Jun. 2008
- [64] X. Dong, L. Jin, and P. Orlik, "A new transmitted reference pulse cluster system for UWB communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 57, No. 5, pp. 3217-3224, Sep. 2008
- [65] A. A. D'Amico and U. Mengali, "Code-multiplexed UWB transmitted-reference radio," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 56, No. 12, pp. 2125-2132, Dec. 2008.
- [66] Z. Xu and B. M. Sadler, "Multiuser Transmitted Reference Ultra-Wideband Communication Systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 24, no. 4, pp. 766–772 April 2006.
- [67] T. Jia and D. I. Kim, "Multiple Access Performance of Balanced UWB Transmitted-Reference Systems in Multipath," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 3, pp. 1084–1094, March 2008.
- [68] A. D'Amico and U. Mengali, "Code-multiplexed Transmitted-Reference UWB Systems in a Multi-User Environment," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 3, pp. 966–974, March 2010.
- [69] M. Ho, V. S. Somayazulu, J. Foerster, and S. Roy, "A differential detector for an ultrawideband communications system," in *Proc. IEEE Semiann. Veh. Technol. Conf.*, May 2002, pp. 1896-1900.
- [70] T. Q. S. Quek and M. Z. Win, "Analysis of UWB transmitted-reference communication systems in dense multipath channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, pp. 1863-1874, Sep. 2005.
- [71] A. R. Forouzan, M. N. Kenari, and J. A. Salehi, "Performance analysis of time-hopping spread-spectrum multiple-access systems : uncoded and coded schemes," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, no. 4, pp.671–681, Oct. 2002.
- [72] J. A. Salehi and C. A. Brackett, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks Part II : Systems performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 8, pp. 834–841, Aug. 1989.

- [73] NIST/SEMATECH, "6.3.3.1. Counts Control Charts", e-Handbook of Statistical Methods (<http://www.itl.nist.gov/div898/handbook/>).
- [74] D. Middleton, "Statistical models of electromagnetic interference," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-19, no. 3, pp. 106–127, Aug. 1977.
- [75] X.T. Li, J. Sun, L.W. Jin and M. Liu, "Bi-parameter CGM model for approximation of a-stable PDF," *Electronics Lett.*, Vol. 44 No. 18, pp. 1096–1097, August 2008.
- [76] X.T. Li, L.S. Fan and L.W. Jin, "Analytical density function of sum of Gaussian noise and SaS interference," *Electronics Lett.*, Vol. 48 No. 1, pp. 47–48, January 2012.
- [77] M. Abramowitz and I.A. Stegun, "Handbook of mathematical functions : with formulas, graphs, and mathematical tables," Government Printing Office, New York, 1972.
- [78] T.M. Cover and J.A. Thomas, "Elements of information theory," Wiley, New York, 1991.
- [79] Naser-Moghadasi, M., Sadeghzadeh, R. A., Sedghi T., Aribi, T., and Virdee, B. S. : 'UWB CPW-Fed Fractal Patch Antenna With Band-Notched Function Employing Folded T-Shaped Element', *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2013, **12**, pp.504-507
- [80] Azim, R., Mobashsher, A.T., and Islam, M.T. : 'UWB antenna with notched band at 5.5 GHz', *Electron. Lett.*, 2013, **49**, (15), pp. 922-924
- [81] Tasouji, N., Nourinia, J., Ghobadi, C., and Tofigh, F. : 'A Novel Printed UWB Slot Antenna With Reconfigurable Band-Notch Characteristics', *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2013, **12**, pp. 922-925
- [82] Li, L., Zhou, Z.-L., Hong, J.-S., and Wang, B.-Z. : ' Compact dual-band-notched UWB planar monopole antenna with modified SRR', *Electron. Lett.*, 2011, **47**, (17), pp. 950-951
- [83] Yang, G., Chu, Q.-X., and Huang, T.-G. : 'A compact UWB antenna with sharp dual band-notched characteristics for lower and upper WLAN band', *Progress In Electromagnetics Research C*, 2012, **29**, pp. 135-148
- [84] Lotfi, P., Azarmanesh, M., and Soltani, S. : 'Rotatable Dual Band-Notched UWB/Triple-Band WLAN Reconfigurable Antenna', *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2013, **12**, pp. 104-107
- [85] Ojaroudi, M., Ojaroudi, N., and Ghadimi, N. : 'Dual Band-Notched Small Monopole Antenna With Novel Coupled Inverted U-Ring Strip and Novel Fork-Shaped Slit for UWB Applications', *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2013, **12**, pp.182-185
- [86] Y.W. Jang, "Broadband cross-shaped microstrip-fed slot antenna," *Electronics Letters*, 7th December 2000 Vol. 36 No. 25, pp 2056-2057.
- [87] J. Y. Chiou, J.-Y Sze and K.-L Wong, "A Broad-Band CPW-Fed Strip- Loaded Square Slot Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation on Antennas and propagation*, Vol. 51, No. 4, April 2003, pp. 719-721.

-
- [88] H. D. Chen, "Broadband CPW-fed Square Slot Antennas with A Widened Tuning Stub," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation on Antennas and propagation*, Vol. 51, No. 8, August 2003, pp. 1982-1986.
- [89] Y. F. Liu, K. L. Lau, Q. Xue and C. H. Chan, "Experimental studies of printed wide-slot antenna for wide-band applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.3, 2004, pp. 273-275.
- [90] W.-S. Chen and F.-M. Hsieh, "Broadband design of the printed triangular slot antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, June 20-25 2004, pp. 3733-3736.
- [91] E. A. Soliman, S. Brebels, E. Beyne and G. A. E. Vandenbosch, "CPW-fed cusp antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 22, No. 4, August 20 1999, pp. 288-290.
- [92] J.-Y. Sze, C.-I.G. Hsu and J.-J. Jiao "CPW-fed circular slot antenna with slit back-patch for 2.4/5 GHz dual-band operation " *IEE Proceedings Electronics Letters*, Vol. 42, No. 10, 11th May 2006.
- [93] J.-S. Chen, "Dual-frequency annular-ring slot antennas fed by CPW feed and microstrip line feed," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation on Antennas and propagation*, Vol. 53, No. 1, January 2005, pp. 569-571.
- [94] W.-S. Chen, C.-C. Huang and K.-L. Wong, "A novel microstrip-line-fed printed semicircular slot antenna for broadband operation," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 26, No. 4, August 20 2000, pp. 237-239.
- [95] J. Yeo, Y. Lee and R. Mittra, "Wideband slot antennas for wireless communications", *IEE Proceedings Microwaves, Antennas Propagation*, Vol. 151, No. 4, August 2004, pp. 351 355.
- [96] J.-Y. Sze and K.-L. Wong, "Bandwidth Enhancement of a Microstrip -Line-Fed Printed Wide-Slot Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation on Antennas and propagation*, Vol. 49, No. 7, July 2001, pp. 1020-1024.
- [97] H.-L. Lee, H.-J. Lee, J.-G. Yook and H.-K. Park, "Broadband planar antenna having round corner rectangular wide slot," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, 16-21 June 2002, pp. 460- 463.
- [98] R. Chair, A. A. Kishk and K. F. Lee, "Ultrawide-band Coplanar Waveguide-Fed Rectangular Slot Antenna," *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letter*, Vol. 3, No. 12, 2004, pp. 227-229.
- [99] G. Sorbello, F. Consoli and S. Barbarino, "Numerical and experimental analysis of a circular slot antenna for UWB communications," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 44, No. 5, March 5 2005, pp. 465-470.

- [100] E. S. Angelopoulos, A. Z. Anastopoulos, D. I. Kaklamani, A. A. Alexandridis, F. Lazarakis, and K.s Dangakis, "Circular and Elliptical CPW-Fed Slot and Microstrip-Fed Antennas for Ultrawideband Applications," *IEEE antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, 2006, pp. 294-297.
- [101] T.A. Denidni and M.A. Habib, "Broadband printed CPW-fed circular slot antenna," *Electronics Letters* Vol. 42 No. 3, 2nd February 2006.
- [102] P. Li, J. Liang, and X. Chen, "Study of Printed Elliptical/Circular Slot Antennas for Ultrawideband Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 6, June 2006, pp. 1670-1675.
- [103] Hossain, S. Noghianian and S. Pistorius "A CPW fed ultra wide band (uwb) taper arc slot antenna," *EMTS 2007 International URSI Commission B -Electromagnetic Theory Symposium*, Ottawa, ON, Canada, July 26-28, 2007.
- [104] S. Sadat, M. Fardis, F. Geran, and G. Dadashzadeh, "A compact microstrip square ring slot antenna for uwb applications," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 67, 2007, pp. 173-179.
- [105] S. Sadat and M. Houshmand, "Design of a microstrip square-ring slot antenna filled by an H-shape slot for uwb applications," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 70, 2007, pp. 191-198.
- [106] F. Geran, G. Dadashzadeh, M. Fardis, N. Hojjat and A. Ahmadi , "Rectangular Slot with a Novel Triangle Ring Microstrip Feed for UWB Applications," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol.21, Issue 3, 2007, pp. 387-396
- [107] A. Siahcheshma, C. Ghobadib and J. Nouriniac , "Design of a Quasi-Isosceles Triangle Slot Antenna for UWB Applications," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 22, Issue 5-6, 2008, pp. 749-757.
- [108] S. Noghianiana and M. K. Jungb, "Ultra Wide Band Planar Slot Antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 22, Issue 8-9, 2008, pp. 1299-1308.
- [109] S. cheng, P. Hallbjorner, and A. Rydberg, "Printed slot planar inverted cone antenna for ultra wideband applications," *IEEE Antennas and Wireless propagation Letters*, Vol. 7, 2008, pp. 18-21.

ملخص

في هذه الأطروحة، و في خطوة أولى، قدمنا نمذجة للتداخل في نظم الاتصالات متعددة المستخدمين TR- UWB . في الواقع، في معظم أنظمة الاتصالات TR- UWB يستخدم التقريب القياسي لنمذجة التداخل الناتج عن تعدد المستخدمين "MUI". و هو افتراض يستخدم أيضا في معظم النظم متعددة المستخدمين، حيث يميل التداخل MUI إلى التقريب القياسي "SGA" عن طريق نظرية النهاية المركزية، وبالتالي التقارب يكون سريع نسبيا بالمقارنة مع عدد المستخدمين. أظهرنا عدم دقة التقريب القياسي " SGA " لنمذجة MUI في أنظمة TR- UWB للتطبيقات قصيرة المدى حيث عدد المستخدمين النشطين يكون قليل نسبيا. وعلاوة على ذلك ، تم التحقق من صحة نموذج ميدلتون من الدرجة الأولى باعتباره الأكثر ملاءمة لنمذجة MUI في هذه الطراز من النظم. و قد اقترحنا عبارة في شكل مغلق لدالة الكثافة الاحتمالية (PDF) لنظام TR- UWB تحت MUI و الضوضاء المضافة "AWGN". هذه النمذجة تم تمديدها إلى حالة وجود مصدر للتداخل النبضي حيث تم استخدام نموذج ألفا التناظرية المستقرة لنمذجة هذا النوع من التداخل. هذا و قد أكدت المحاكاة العددية النتائج التحليلية المطورة.

في الجزء الثاني، اقترحنا هوائيات UWB يغذيها خط Microstrip أو خط CPW مناسبة لأنظمة الاتصالات اللاسلكية UWB. تم تصميم الهوائيات المقترحة للعمل في المجال الهيرتزي (3.1-10.6 GHz) مع وجود خاصية ترشيح لمنع التداخل بين أنظمة UWB و أنظمة WiMAX أو WLAN. تم إدراج المرشحات في شكل فتحات أو عناصر طيفية في بنية الهوائي. ميزة هذه الطريقة هي أن بنية مرشح منع التداخل تدمج مباشرة في بنية الهوائي دون اللجوء إلى مساحة إضافية. للتدليل على فعالية الهوائيات المقترحة، تم التحقق من صحة نتائج المحاكاة العددية عن طريق القياسات التجريبية في غرفة كاملة للمدى .

الكلمات المفتاحية : الاتصالات فائقة السعة UWB ، قناة UWB، نمذجة/ إزالة / تقليل التداخل ، هوائي UWB ، هوائي مرشح

لنطاق فرعي.