

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

M^{lle} LABDAOUI Rym

pour l'obtention du diplôme de master en Électronique option réseaux et
télécommunications

Thème

Simulation d'une chaîne de communication à base de la technologie ULB dans un environnement multi-usagers

Proposé par : M^{me} GHANEM Khalida & M^r BENSEBTI Messaoud

Année Universitaire 2011-2012

*A ma mère, mon père,
et mes frères.*

Quand tu prendras le chemin d'Ithaque,
Souhaite que la route soit longue,
Pleine d'aventures, riche d'enseignements.
Ne crains pas les Lestrygons et les Cyclopes, ni la colère de Poséidon,
Jamais tu ne les trouveras sur ton chemin,
Si ta pensée reste élevée, si l'émotion
Habite ton corps et ton esprit.
Les lestrygons et les Cyclopes,
Tu ne les rencontreras pas, ni la fureur de Poséidon,
Si tu ne les transportes pas dans ton âme,
Si ton âme ne les fait pas surgir devant toi.

Je te souhaite que la route soit longue,
Que nombreux soient les matins d'été,
Que le plaisir de découvrir des ports inconnus
T'apporte une joie nouvelle ;
Va visiter les comptoirs phéniciens
Où tu trouveras des marchandises délicieuses,
Visite les villes égyptiennes,
Et instruis-toi auprès de ceux qui ont tant de choses à t'enseigner.

Garde toujours Ithaque présente à ton esprit.
Y parvenir est ta destination finale.
Mais ne te hâte pas ;
Mieux vaut prolonger ton voyage pendant des années
Et n'aborder dans l'île que
Riche de ce que tu auras appris en chemin.

N'attends pas d'Ithaque d'autres bienfaits.
Ithaque t'a offert un beau voyage.
Sans elle, tu n'aurais jamais pris la route.
Elle t'a tout donné, elle n'a rien de plus à t'apporter.

Et même si, à la fin, tu trouves qu'elle est pauvre,
Ithaque ne t'a pas trompé.
Car tu es devenu un sage, tu as vécu intensément,
Et c'est cela que signifie Ithaque.

D'après Constantin Cavafis (1863-1933)

Remerciements

La vie d'un être humain est faite d'arrêts semblables aux arrêts d'un bus ou d'un train, c'est pour cela qu'on dit si bien "les chemins de la vie". Et à chaque arrêt, il y'a un autre départ, tel le domaine du savoir.

Ce dernier est un monde si vaste et mystérieux qui procure à l'être humain tant de joie après l'aboutissement de ses projets en oubliant fatigue et découragements, tant d'années de durs labeurs et d'études, donnent naissance à un projet. Comme la femme qui donne la vie à son bébé, elle oublie toutes ses douleurs en entendant les premiers cris de la vie naissante.

L'aboutissement d'un projet pour moi c'est presque la même chose.

Je ne saurais trouver les mots justes même si je devais compulsier vingt dictionnaires, ou mélanger toutes les langues, afin de remercier certaines personnes qui m'ont marqué à vie de par leur aide et leur soutien. Ces personnes-là ont un nom : Messieurs Salimo et Abdou. Et mesdemoiselles Hadjirone, Soumia, Khidoucha et Nadjo. Sans oublier mon cousin Youcef, mon ami Hich, ma voisine et amie Meriem.

Je tiens à remercier chaleureusement ma directrice de thèse M^{me} Ghanem Khalida, PHD en télécommunications, pour son soutien moral, son aide, mais surtout d'avoir cru en moi.

-MERCI madame-

Je tiens à remercier mon co-promoteur M^r Bensebti Messaoud, PHD en télécommunications, pour ces conseils.

-MERCI monsieur-

Sans oublier d'adresser mes remerciements à l'ensemble des membres du jury qui se sont attelés à l'étude de mon projet et l'intérêt qu'ils y ont porté.

-MERCI-

Je remercie mes parents, les personnes les plus chères à mon cœur, les personnes qui m'ont vu tomber et n'ont jamais cessées de me soutenir, de m'encourager mais surtout à m'aider à me relever.

-MILLE MERCI-

ملخص:

UWB هي تكنولوجيا واعدة، تلعب دورا هاما جدا في مستقبل الاتصالات السلكية واللاسلكية. بسبب سماتها الخاصة، مثل دعمها الطيف الواسع، وقوة الانحلال الزمني، UWB يسمح باقتراح أنظمة اتصالات في نطاق التردد العالي، إلى غاية 100 ميغابت / ثانية. الهدف من هذه الأطروحة هو تصميم نموذج لسلسلة اتصالات، أساسه بنية نقل / استقبال لتقييم وتحسين أداء نظام الـ UWB المقترح في وجود واحد والعديد من المستخدمين. واحدة من المساهمات الرئيسية لهذا المشروع هو استخدام كثير الحدود Geguenbauer كبديل للأنظمة CDMA التقليدية.

كلمات المفاتيح: ما فوق النطاق الترددي, أنظمة CDMA , كثير الحدود Geguenbauer.

Résumé : La technologie ULB est une technologie très prometteuse et joue un rôle très important dans l'avenir des télécommunications. En raison des caractéristiques qui lui sont propres, comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle, l'ULB permet de proposer des systèmes de communication à très hauts débits, jusqu'à plusieurs centaines de Mbits/s. L'objectif de cette thèse est de modéliser une chaîne de communication, une structure d'émission/réception afin d'évaluer et améliorer les performances du système ULB proposé en présence d'un et de plusieurs usagers. L'une des contributions majeures de ce projet est l'utilisation des polynômes de Geguenbauer.

Mots clés : ULB; DS-CDMA; Les polynômes de Geguenbauer.

Abstract : UWB is a very promising technology which will probably play a major role in the future wireless communication systems. Owing to its inherent features, such as its large bandwidth and high time resolution, this technique allows to support various applications with very high data rate up to hundreds of Mbits/s. The main objectives of this thesis is to propose and thoroughly describe a communication link, with its transmission and reception stages with the aim of evaluating and improving the performances of the proposed UWB system in the presence of one and multiple users. The main contribution of this project is the using of the orthogonal Geguenbauer polynomials as an alternative to CDMA codes.

Keywords : UWB; DS-CDMA; Geguenbauer polynomials.

Listes des acronymes et abréviations

BPM	Bi-Phase Modulation
BPSK	Bi-Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CM	Channel Model
DS-CDMA	Direct Sequence-Code Division Multiple Access
	European Telecommunications Standards
ETSI	Institute
FCC	Federal Communications Commission
GPR	Ground Penetrating Radar
IEEE	Institute Of Electrical and Electronic Engineers
IR	Impulse Radio
LOS	Line Of Sight
MBOA	Multi-Band OFDM Alliance
MB-OFDM	Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing
NLOS	No Line Of Sight
NOI	Note Of Inquiry
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On Off Keying
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PPM	Pulse Position Modulation
PRP	Pulse Repetition Period
RF	Radio Frequency
ULB	Ultra Large Bande
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure
UWB	Ultra Wide Band
WBAN	Wireless Body Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 Généralités sur l'Ultra Large Bande	3
1.1 Introduction	3
1.2 Bref historique	3
1.3 Principe de la technologie ULB	4
1.4 Réglementation et normalisation de l'ULB.....	6
1.4.1 Normalisation aux Etats-Unis	6
1.4.2 Normalisation en Europe.....	9
1.4.3 Normalisation ailleurs dans le monde	10
1.5 Avantages et inconvénients de l'ULB.....	11
1.5.1 Les avantages	11
1.5.2 Les inconvénients	11
1.6 Les applications de l'ULB	12
1.6.1 Systèmes d'imagerie radar	12
1.6.2 Systèmes radar de véhicule	12
1.6.3 Systèmes de communication.....	12
1.7 Principes de communication ULB	13
1.7.1 Radio impulsionnelle (IR).....	15
1.7.2 DS-CDMA.....	15
1.7.3 OFDM Multi-Bandes	17
1.8 Conclusion.....	18
Chapitre 2 Composantes d'un système de communication ULB	19
2.1 Introduction	19
2.2 Impulsions ULB.....	20
2.2.1 L'impulsion gaussienne	20
2.2.2 L'impulsion monocycle	21
2.2.3 L'impulsion rectangulaire	22
2.2.4 L'impulsion triangulaire.....	23
2.3 Les différents types de modulations	23
2.3.1 Modulation d'impulsions en amplitude (PAM).....	24
2.3.2 Modulation d'impulsions en position (PPM)	24

2.3.3	Modulation par tout ou rien OOK.....	24
2.3.4	Modulation de phase BPSK.....	25
2.4	Les canaux Ultra Large Bande.....	27
2.4.1	Caractéristiques des canaux.....	27
2.4.2	Types de modélisation.....	29
2.4.3	Modèles de canaux ULB.....	30
a	Modèle IEEE 802.15.3a Indoor.....	30
b	Modèle IEEE 802.15.4a Outdoor.....	37
2.5	Les récepteurs ULB.....	37
2.5.1	Solutions cohérentes (Le récepteur RAKE).....	38
2.5.2	Solutions différentiellement cohérentes.....	38
2.5.3	Approches non cohérentes.....	39
2.6	Conclusion.....	39
Chapitre 3	Architecture du système proposé dans les scenarios mono et multi- usagers.....	40
3.1	Introduction.....	40
3.2	Chaîne d'émission.....	41
3.2.1	Générateur d'impulsions.....	42
3.2.2	Le modulateur.....	42
3.2.3	Amplificateur, filtre et antenne.....	42
3.3	Canal.....	43
3.3.1	Modèle de Saleh Valenzuela modifié.....	43
3.3.2	Bruit.....	43
3.4	Réception.....	43
3.4.1	chaîne de réception.....	43
3.4.2	Découpage.....	44
3.4.3	Retard et multiplication.....	44
3.4.4	Intégrateur.....	45
3.4.5	Décision.....	45
3.5	Communication en présence d'usagers multiples.....	45
3.5.1	En utilisant la technique CDMA.....	46
3.5.2	En utilisant les polynômes orthogonaux (de Gegenbauer).....	47
3.6	Conclusion.....	49

Chapitre 4	Résultats des simulations	50
4.1	Introduction	50
4.2	Communication en présence d'un seul usager	50
4.2.1	Génération des différentes impulsions	50
a	Génération de l'impulsion gaussienne	50
b	Génération du monocycle gaussien	51
c	Génération de l'impulsion rectangulaire	52
d	Génération de l'impulsion triangulaire.....	52
4.2.2	Simulation des modulations	53
a	La modulation BPSK.....	53
b	La modulation OOK	54
c	La modulation PPM	54
4.2.3	Résultats de la simulation de la chaîne complète.....	55
a	Résultats pour le CM1	55
b	Résultats pour le CM4	58
4.2.4	Evaluation des performances en termes de TEB	60
a	L'effet de l'antenne d'émission n'est pas pris en compte et son gain est unitaire	60
b	L'effet de l'antenne est pris en compte et son gain est égal à 2.....	62
c	Conclusion	65
4.3	Communication en présence d'utilisateurs multiples.....	65
4.4	Conclusion.....	67
	Conclusion générale.....	68
	Bibliographie.....	69

Liste des figures

Figure 1.1 : Représentation de la densité spectrale de puissance des signaux ULB et des signaux à bande étroite en fonction de la fréquence.	6
Figure 1.2 : Masque d'émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications intérieures (Indoor).	7
Figure 1.3 : Masque d'émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications extérieures (Outdoor).	8
Figure 1.4 : Spectre des différents systèmes qui coexistent avec l'ULB.	8
Figure 1.5 : Masque d'émission des signaux ULB établi par l'ETSI pour les communications intérieures (indoor).	9
Figure 1.6 : Masque d'émission des signaux ULB établi par ETSI pour les communications en extérieur (outdoor).	10
Figure 1.7 : Illustration de quelques applications potentielles de l'ULB.	13
Figure 1.8 : Spectres et signaux ULB. Approche mono-bande (a), approche bandes duales (b) et approche bandes multiples (c).	14
Figure 1.9 : Formes d'impulsions ULB.	15
Figure 2.1 : Représentations temporelle et fréquentielle de l'impulsion gaussienne.....	20
Figure 2.2 : Représentations temporelle et fréquentielle de l'impulsion <i>gaussienne transposée en fréquence</i>	21
Figure 2.3 : Représentations temporelle et fréquentielle de l'impulsion monocycle.	22
Figure 2.4 : Représentation temporelle de l'impulsion rectangulaire.	22
Figure 2.5 : Représentation temporelle de l'impulsion triangulaire.	23
Figure 2.6 : Modulation d'impulsion en amplitude.	25
Figure 2.7 : Modulation d'impulsion en position.	26
Figure 2.8 : Modulation d'impulsion par tout ou rien.	26
Figure 2.9 : Modulation de phase BPSK.	26
Figure 2.10 : Principaux mécanismes de propagation.....	29
Figure 2.11 : Principe d'arrivée des rayons en clusters.	31
Figure 2.12 : Profil puissance-retard selon le formalisme de Saleh et Valenzuela.	32
Figure 2.13 : Illustration des caractéristiques du profil de puissance.	33
Figure 2.14 : Réalisations des 4 canaux du modèle IEEE 802.15.3a.	36
Figure 3.1 : Synoptique d'une chaîne de transmission.	40
Figure 3.2 : Structure permettant la démodulation.	41
Figure 3.3 : Structure ne permettant pas la démodulation.....	41
Figure 3.4 : Synoptique de la réception.	43
Figure 3.5 : Retard et multiplication pour un « 1 » transmis.	44
Figure 3.6 : Retard et multiplication pour un « 0 » transmis.....	45
Figure 3.7 : Diagramme en blocs du système multi-usagers utilisant la CDMA.	46
Figure 3.8 : Représentation temporelle pour les 7 premiers ordres de Gegenbauer pour $\beta=1$. 47	

Figure 3.9 : Diagramme en bloc du système multi-usagers utilisant les polynômes de Gegenbauer.	48
Figure 4.1 : Représentation temporelle et spectrale de l'impulsion gaussienne.	51
Figure 4.2 : Représentation temporelle et spectrale du monocycle gaussien.	51
Figure 4.3 : Représentation temporelle et spectrale de l'impulsion rectangulaire.	52
Figure 4.4 : Représentation temporelle et spectrale de l'impulsion triangulaire.	52
Figure 4.5 : Séquence modulée en BPSK.	53
Figure 4.6 : Séquence modulée en OOK.	54
Figure 4.7 : Séquence modulée en PPM.	54
Figure 4.8 : Convolution du premier bit avec le canal.	55
Figure 4.9 : Passage de la séquence entière à travers le canal.	56
Figure 4.10 : Buffer représentant les interférences apportées par le canal.	56
Figure 4.11 : Onde à l'entrée et à la sortie du multiplieur/retardateur.	57
Figure 4.12 : Bits émis / Bits reçus.	57
Figure 4.13 : Convolution du premier dans le canal.	58
Figure 4.14 : Passage de la séquence entière à travers le canal.	58
Figure 4.15 : Buffer représentant les interférences apportées par le canal.	59
Figure 4.16 : Onde à l'entrée et à la sortie du multiplieur/retardateur.	59
Figure 4.17 : Bits émis / Bits reçus.	60
Figure 4.18 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes formes d'ondes.	61
Figure 4.19 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes formes d'ondes.	61
Figure 4.20 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes formes d'ondes.	62
Figure 4.21 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes formes d'ondes.	63
Figure 4.22 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes formes d'ondes.	63
Figure 4.23 : Comparaison des performances des systèmes incorporant l'effet des antennes d'émission et de celui sans effet d'antenne.	64
Figure 4.24 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différents nombres d'utilisateurs avec CDMA.	66
Figure 4.25 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différents nombres d'utilisateurs avec les polynômes de Gegenbauer.	66

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Densité spectrale du PIRE : systèmes ULB et autres systèmes radio.....7

Tableau 2.1 : Caractéristiques du modèle S-V modifié selon le type de canal.....34

Tableau 4.1 : Valeurs du TEB pour différent nombres d'usagers.....67

Introduction générale

La technologie ULB reste une technologie très prometteuse et jouera sans doute un rôle très important dans l'avenir des télécommunications. Elle est basée essentiellement sur l'émission d'impulsions d'une très brève durée, ce qui rend la largeur de son spectre très large typiquement allant de 3.1 GHz à 10.6 GHz. C'est à cause de cela qu'elle permet d'atteindre des débits très élevés pouvant atteindre jusqu'à plusieurs centaines de Mbits/s. En outre, et due à sa faible densité de puissance, l'utilisation de l'ensemble du spectre radio est faite par l'ULB sans gêner pour autant les systèmes qui fonctionnent déjà dans ces mêmes bandes de fréquence d'où sa capacité à coexister avec d'autres technologies.

De plus, l'une de ses caractéristiques les plus importantes est sa grande capacité à pénétrer à travers les murs. Ceci la rend la technologie par excellence à utiliser dans les opérations de sauvetage pour des applications civiles spéciales telles que la détection des survivants sous les décombres ou dans des applications militaires telles que la détection des mines terrestres.

Le but ultime de ce mémoire porte sur l'évaluation et l'amélioration des systèmes de communications ULB en présence d'un et d'usagers multiples.

On s'est orienté vers la modélisation d'une chaîne réaliste en prenant en compte les effets d'antennes d'émission et de réception ainsi que la considération de l'interférence inter-symboles générée par le phénomène multi-trajets.

Le présent manuscrit est structuré autour de quatre chapitres, qui reprennent les étapes de notre démarche de recherche. Le premier de ces chapitres introduit la technologie ULB et présente son historique, son principe, ses avantages et inconvénients, ses différents domaines d'applications ainsi que les différentes réglementations imposées par des organismes de normalisations Européennes et Américaines.

Le chapitre 2 définit les différentes formes d'impulsions ainsi que les différentes techniques de modulation utilisées dans les systèmes ULB. Ensuite les différents récepteurs envisagés et les principaux modèles de canal ULB existants sont présentés.

Le chapitre 3 est consacré à la conception d'un système de communication ULB à l'émission et à la réception utilisant différentes formes d'ondes et ce en présence d'un seul usager. Le système est par la suite généralisé au cas multi-usagers en utilisant la technique CDMA dans un premier temps puis les polynômes orthogonaux plus précisément ceux de Gegenbauer.

Le chapitre 4 est dédié aux différents résultats obtenus au cours de ce projet et à leur discussion.

Les perspectives envisagées pour cette solution innovante sont nombreuses et font l'objet de la conclusion générale.

Chapitre 1 Généralités sur l'Ultra Large Bande

1.1 Introduction

Les activités de recherche autour de la technique ULB remontent au milieu du 20^{ième} siècle. Face aux difficultés d'implémentation, cette technique a été réservée dans un premier temps aux applications militaires puis transposée aux applications civiles de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle.

Dans ce chapitre, nous présenterons un bref historique ainsi que le principe de l'ULB avant de passer aux différentes réglementations imposées par les organismes de normalisation Européens et Américains.

1.2 Bref historique

Le monde des télécommunications relatif à la technologie ULB a commencé à connaître des transformations à partir de 1973 par le premier brevet sur l'application de l'ultra large bande aux télécommunications et qu'on doit à G.F Ross. Les besoins militaires, industriels et académiques ont boosté les recherches sur l'ULB car à partir de 1994, le gouvernement Américain, sous le couvert de la confidentialité, a financé plusieurs travaux. Les études sur la génération et l'utilisation des impulsions ultra brèves ont commencé avant les années soixante, mais le terme ULB n'a été introduit que vers 1989 par le département de la défense des Etats-Unis.

Depuis, l'étude des systèmes de transmission par impulsions tant dans le monde industriel qu'académique a fait l'objet de nombreuses publications. Le premier article décrivant cette solution pour les télécommunications, connue sous le nom d'Impulse Radio (IR), est publié par P.Withington et L. Fullerton en 1992. Cet article a été suivi par

des travaux académiques entrepris par Scholtz en 1993, et ce n'est qu'en 1997 que le terme ULB apparaît dans le titre d'un article consacré à l'IR. Depuis lors, les deux appellations cohabitent suivant les auteurs.

En août 1998, la Federal Communications Commission (FCC) aux Etats-Unis a fait paraître un avis d'information publique (Notice of Inquiry) afin d'évaluer la possibilité de permettre l'utilisation de systèmes employant l'ULB. Suite à cette publication, une centaine de réponses et commentaires ont été faits par les divers organismes et partenaires industriels impliqués de près ou de loin dans l'utilisation de l'ULB. A la suite de ces commentaires, la FCC a adopté en mai 2000 un avis de proposition de réglementation (Notice of Proposed Rule Making) dans laquelle, elle reconnaissait les avantages que pourraient apporter les systèmes utilisant l'ULB dans de nombreux domaines. La FCC a attribué finalement 7.5 GHz de spectre dans la bande [3.1-10.6 GHz] à l'ULB, et elle a autorisé son utilisation commerciale pour les applications d'ordre civiles [1] [2].

1.3 Principe de la technologie ULB

La technologie Ultra Large Bande encore appelée par son abréviation anglaise *Ultra wide band (UWB)* [3] est une technique de modulation radio qui est basée sur la transmission d'impulsions de très courte durée, souvent inférieure à la nanoseconde.

L'ultra large bande a d'abord eu une première définition donnée par Taylor. Selon lui, le terme ultra large bande désigne les systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative LB_R (fractional bandwidth) est supérieure ou égale à 0.25. Elle est définie de la manière suivante :

$$LB_R = \frac{f_H - f_L}{f_C} \quad \text{Avec :} \quad f_C = \frac{f_H + f_L}{2}$$

Soit :

$$LB_R = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \tag{1.1}$$

$$\left. \begin{array}{l}
 LB_R \geq 0.25 \\
 \text{Ou} \\
 f_H - f_L \geq 25 \% \text{ de } f_C
 \end{array} \right\} \Rightarrow \text{Signal ULB}$$

Avec : LB_R étant la largeur de bande relative, f_H : la fréquence supérieure de la bande de fréquence du signal à -10 dB, f_L :la fréquence inférieure de la bande de fréquence du signal à -10 dB et f_C la fréquence centrale.

Suivant cette définition de Taylor, un signal ULB doit donc occuper une largeur de bande ($f_H - f_L$) supérieure ou égale à 25% de sa fréquence centrale. On remarque alors, de manière anecdotique, que le "bon vieux" téléphone filaire qui occupe la bande 300-3400 Hz est ainsi un signal ULB [2]!

Cette première définition a été modifiée et remplacée par une nouvelle proposée par la FCC. Selon cette nouvelle définition, un signal ultra large bande est un signal dont la bande passante à -10 dB excède à tout moment 500 MHz et 20% de sa fréquence centrale.

La figure 1.1 montre la densité spectrale d'un signal à bande étroite et d'un signal ultra large bande. Les puissances moyennes associées aux signaux ULB sont en général très faibles, puisque le rapport cyclique, correspondant à la largeur de l'impulsion en unités de temps sur la période de répétition des impulsions, est aussi très réduit. En effet, la puissance moyenne d'un signal ULB ne dépasse généralement pas les 10 mW, avec une puissance crête de 10 W au maximum.

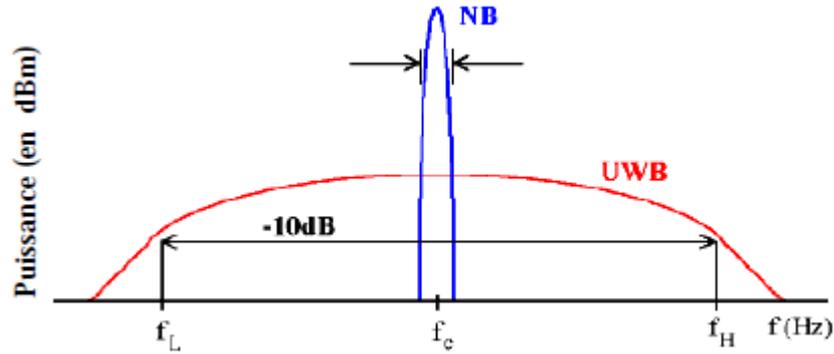


Figure 1.1 : Représentation de la densité spectrale de puissance des signaux ULB et des signaux à bande étroite en fonction de la fréquence.

Remarque :

Tout signal remplissant les conditions de la FCC sera considéré comme un signal ULB sans être pour autant de nature impulsionnelle [2].

1.4 Réglementation et normalisation de l'ULB

La technologie ULB typique pourrait utiliser une partie du spectre fréquentiel déjà allouée à des services radio opérationnels. Par conséquent, les dispositifs radio ULB, malgré leur niveau de puissance émise qui est extrêmement faible, pourraient être une source potentielle d'interférence avec les services radio actuels, et doivent donc prouver leur capacité de coexistence avec eux. Dans ce paragraphe, on présente une description des travaux en cours sur la réglementation et la normalisation de l'ULB, qui ont pour but d'élaborer des moyens efficaces pour gérer le spectre fréquentiel, fondés sur des mécanismes de coexistence à la place des mécanismes conventionnels de partage fréquentiel car ce dernier a tendance à encombrer le spectre radio [4].

1.4.1 Normalisation aux Etats-Unis

En 1998, la FCC publia une NOI (*Note of Inquiry*). Malgré les niveaux de puissance extrêmement faibles, les partisans des systèmes existants ont soulevé de nombreuses contestations contre l'utilisation de l'ULB pour des applications civiles, fondant notamment leur argumentation sur des prévisions d'augmentation significative du niveau d'interférence dans les bandes déjà allouées aux services existants.

Lorsque l'ULB a été proposée pour des applications civiles, il n'y avait pas de définition précise du signal ULB. En février 2002, la FCC a publié les règles générales de la technologie ULB qui ont fixé les limitations sur le rayonnement en ULB et, a aussi autorisé la commercialisation de la technologie. La puissance de ces signaux est limitée dans la bande de 3.1 à 10.6 GHz (voir figures 1.2 et 1.3) [4] [5]. Les limitations sur le rayonnement, mises en place par la FCC pour les applications de transmission de données en intérieur et en extérieur, sont présentées dans le tableau suivant :

Fréquence [GHz]	En intérieur PIRE (dBm/MHz)	En extérieur PIRE (dBm/MHz)
0.960-1.610	-75.3	-75.3
1.610-1.990	-53.3	-63.3
1.990-3.1	-51.3	-61.3
3.1-10.6	-41.3	-41.3
> 10.6	-51.3	-61.3

Tableau 1.1 : Densité spectrale de PIRE : systèmes ULB et autres systèmes radio.

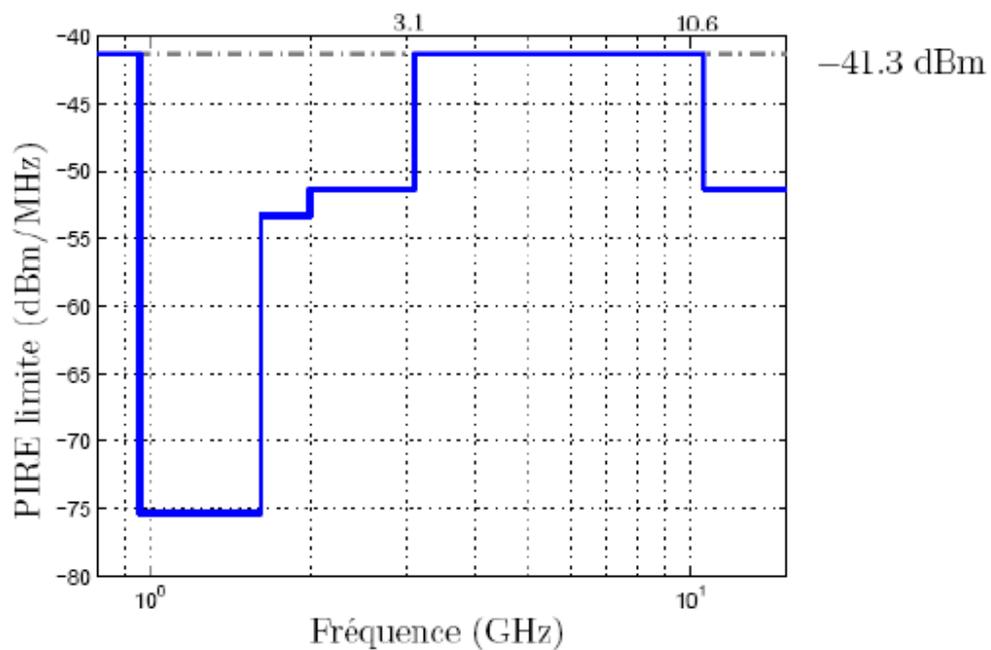


Figure 1.2 : Masque d'émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications intérieures(Indoor).

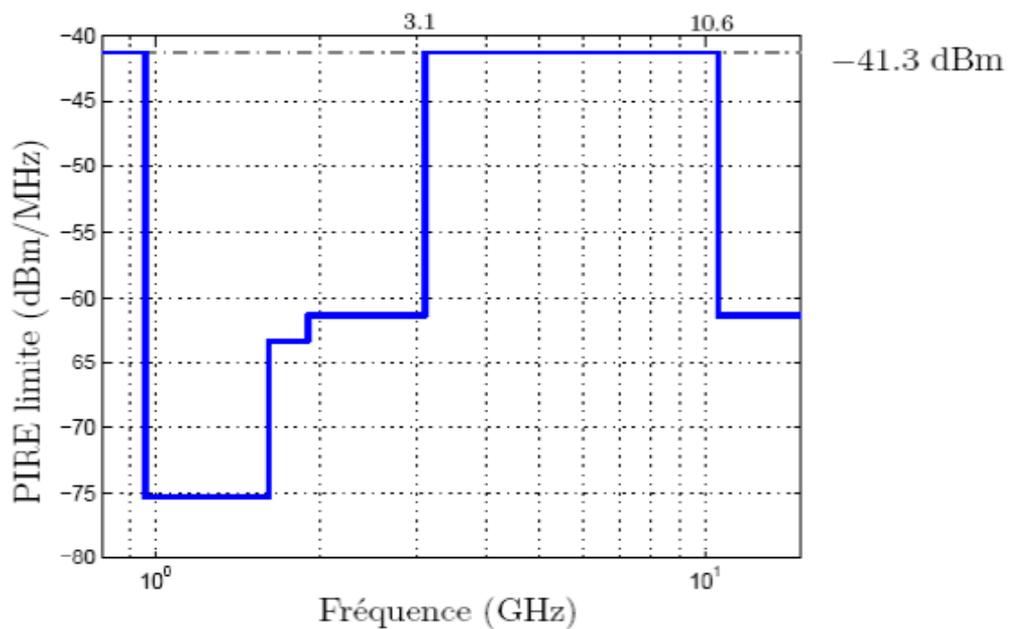


Figure 1.3 : Masque d'émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications en extérieures (Outdoor).

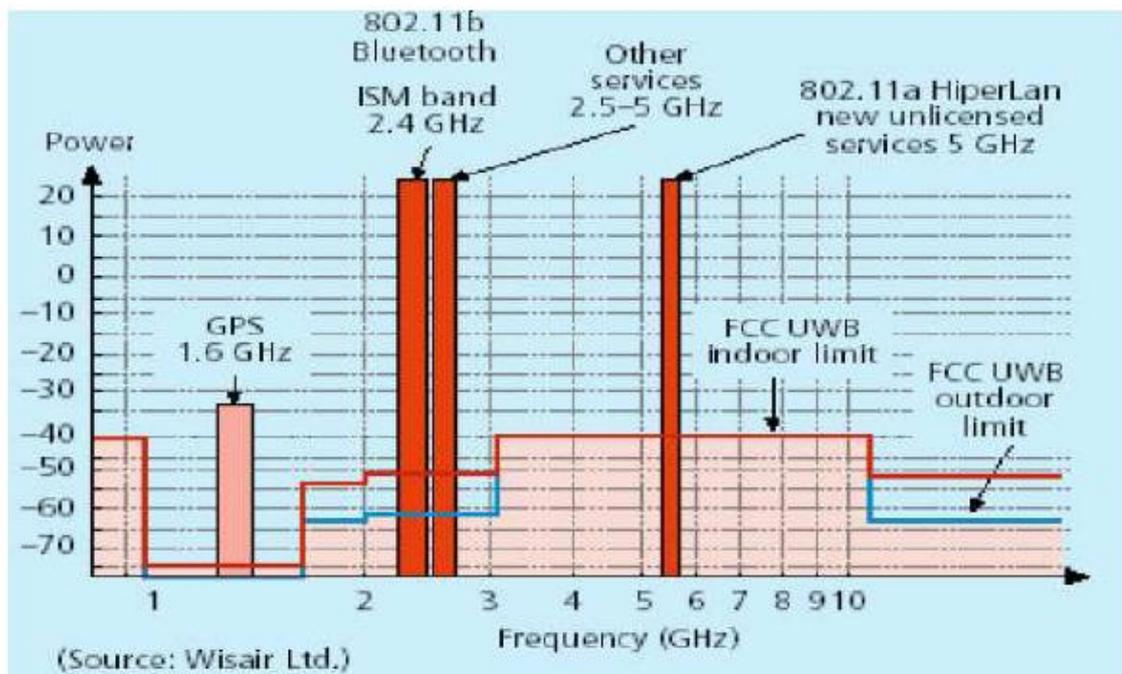


Figure 1.4 : Spectre des différents systèmes qui coexistent avec l'ULB.

1.4.2 Normalisation en Europe

Les dispositifs conformes aux normes ULB actuelles aux Etats-Unis pourraient créer des interférences avec les réseaux sans fil qui fonctionnent sur d'autres fréquences en Europe. L'approche européenne est un peu plus prudente que celle des Etats-Unis, l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) qui est en charge de la normalisation et de la compatibilité électromagnétique des systèmes de radiocommunication, propose d'adapter le masque en escaliers de la FCC en un masque dont les transitions sont progressives (voir figure 1.5). Ce type de masque permet de mieux protéger les systèmes fonctionnant sur des fréquences inférieures à 3.1 GHz ou supérieures à 10.6 GHz, sans réduire les performances du système ULB entre 3.1 et 10.6 GHz. Dans cette bande, la limite en puissance pour les systèmes *indoor* est la même que celle de la FCC. En revanche, pour les systèmes *outdoor*, l'ETSI préconise une limite plus stricte avec une marge de 20 dB supplémentaire par rapport à la limite FCC, soit -61.3 dBm/MHz (voir figure 1.6) [3] [5].

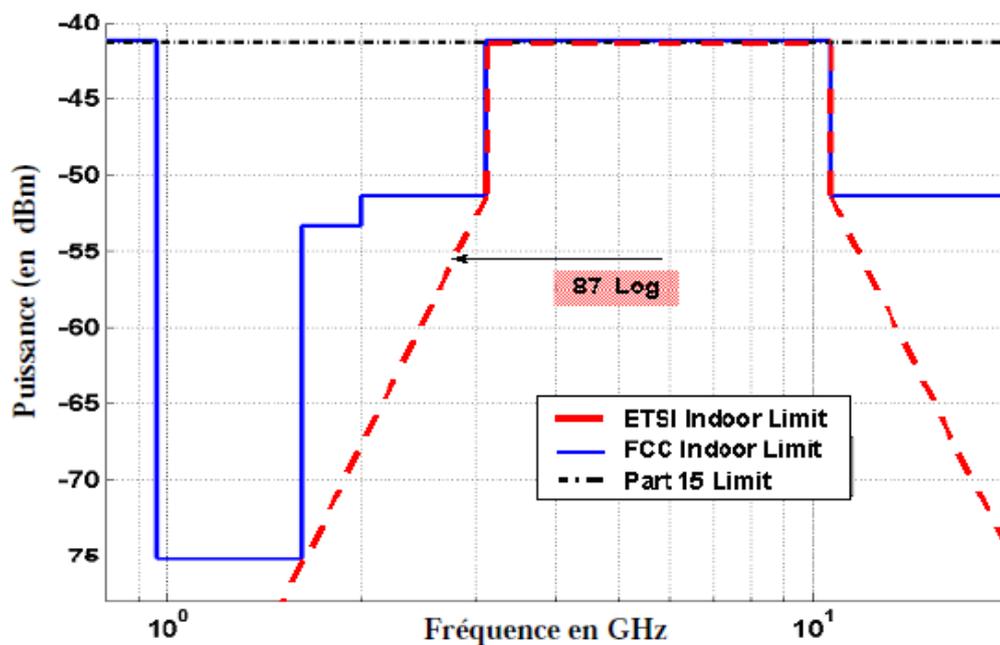


Figure 1.5 : Masque d'émission des signaux ULB établi par l'ETSI pour les communications en intérieur (indoor).

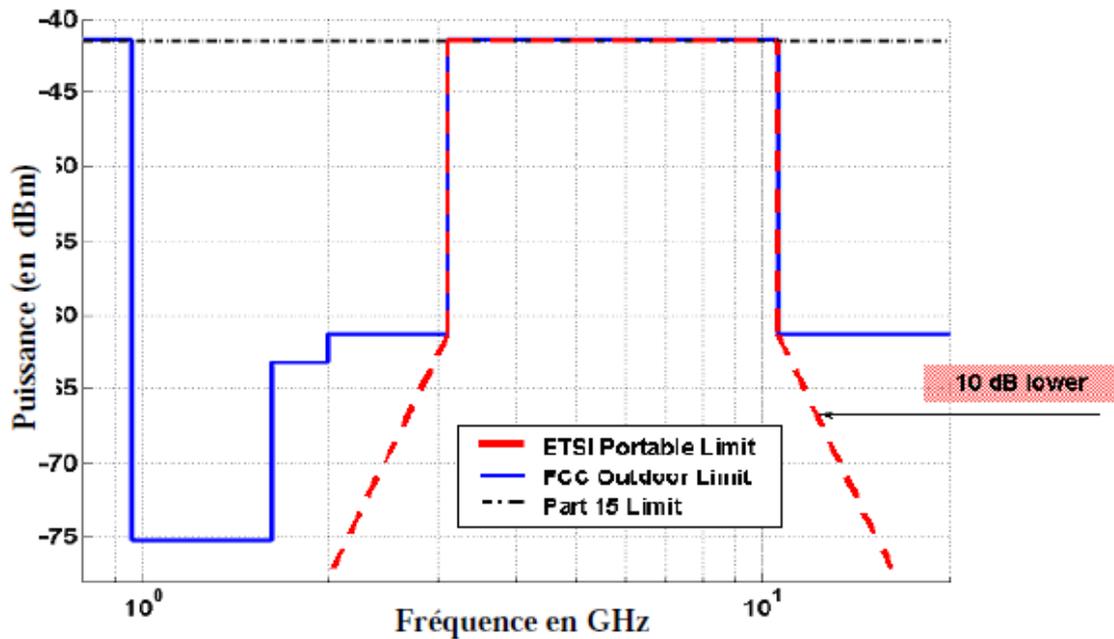


Figure 1.6 : Masque d'émission des signaux ULB établi par ETSI pour les communications en extérieur (outdoor).

1.4.3 Normalisation ailleurs dans le monde

Bon nombre de pays dans le monde entier évaluent la compatibilité des systèmes ULB avec d'autres systèmes sans fil. Au Japon, un institut chargé de l'élaboration de normes ULB a été créé. L'organisme de réglementation du Japon a indiqué qu'il est prêt à délivrer des licences expérimentales pour les applications ULB. Il a même établi récemment un masque d'émission, mais aucune réglementation n'a encore été officialisée (juillet 2006).

Singapour a indiqué qu'elle est prête à émettre des permis d'essais pour des applications ULB dans un emplacement géographique particulier avec des masques d'émission élargis de 6 dB (de 2,2 GHz à 10,6 GHz) par rapport aux masques ULB de la FCC. Aucune émission ULB intentionnelle n'est permise au-dessous de 960 MHz. De plus, des applications ULB avec des exigences d'émission inhabituelles peuvent être approuvées au cas par cas.

L'Australian Communications Authority (direction australienne des communications) a récemment accordé une licence provisoire pour un système radar à pénétration du sol à bande ultra-large [5] [6].

1.5 Avantages et inconvénients de l'ULB

Comme toutes les autres techniques de radiocommunication, l'ULB possède ses propres avantages et inconvénients.

1.5.1 Les avantages

Les avantages de l'ultra large bande sont nombreux, en voici quelques uns :

- ✓ Les signaux ULB ont une faible densité spectrale de puissance vu que la puissance du signal est répartie sur une grande largeur de bande. Cette particularité confère aux systèmes utilisant l'ULB une faible probabilité de détection et d'interception.
- ✓ Les signaux ULB possèdent de bonnes capacités de pénétration probablement dues à leur grande largeur de bande. Ils peuvent ainsi traverser des surfaces, tels des murs, contrairement à d'autres technologies (comme, par exemple, l'infrarouge).
- ✓ Les signaux ULB permettent d'obtenir une grande précision dans la mesure des distances, du fait que la résolution atteinte est inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion. Il est ainsi possible d'obtenir des informations précises sur la position de l'émetteur. Les signaux ULB sont donc très pratiques pour la localisation.
- ✓ Faible consommation d'énergie (de quelques milliwatts) [7].
- ✓ Résistances aux évanouissements.
- ✓ Applications de faibles à très hauts débits ($> 100 \text{ Mbits/s}$) [8].

1.5.2 Les inconvénients

En dépit de tous les avantages, les systèmes de communication ULB sont limités vis à vis de quelques défis techniques :

- ✓ Synchronisation : La synchronisation entre émetteur et récepteur se doit d'être d'une excellente précision en raison de la brièveté de l'impulsion [9].
- ✓ Interférences : Etant donné que la puissance spectrale est très faible pour les systèmes ULB, les interférences sont parfois dominantes.
- ✓ Limitation des performances : Le système ULB ne pourra probablement jamais dépasser les performances des systèmes optiques à grands débits (*de l'ordre de plusieurs Gbits/s*), mais ces derniers sont en général beaucoup plus onéreux [10].

1.6 Les applications de l'ULB

La technologie ULB est présentée comme une solution très intéressante et innovatrice pour un grand nombre d'applications (Figure 1.7) qui sont généralement classées en trois catégories :

1.6.1 Systèmes d'imagerie radar

Cette première catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (GPR, Ground Penetrating Radar), d'imagerie de l'intérieur des murs et à travers les murs, d'imagerie médicale, d'imagerie pour la construction et les réparations à domicile, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. Le signal ULB peut pénétrer dans le sol ou pénétrer dans un mur et même le traverser pour permettre de détecter ce qu'il cache. Il permet aussi de mesurer les distances avec précision. Le même principe s'applique pour le corps humain.

1.6.2 Systèmes radar de véhicule

Cette catégorie comprend les radars d'avertissement de collision, les systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables, les capteurs de perturbation de champ, etc. Les systèmes radar de véhicule peuvent déterminer la distance entre des objets et un véhicule et ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule.

1.6.3 Systèmes de communication

Cette catégorie comprend les systèmes de communication à courte distance, notamment les réseaux personnels sans fil et les systèmes de mesure. Cette catégorie

connaîtra certainement la plus grande prolifération en raison des divers possibilités d'utilisation massive des dispositifs ULB dans les immeubles à bureaux, les salles de réunion et de conférence et les endroits publics (par exemple les aéroports ou les centres commerciaux) [5] [8] [9].

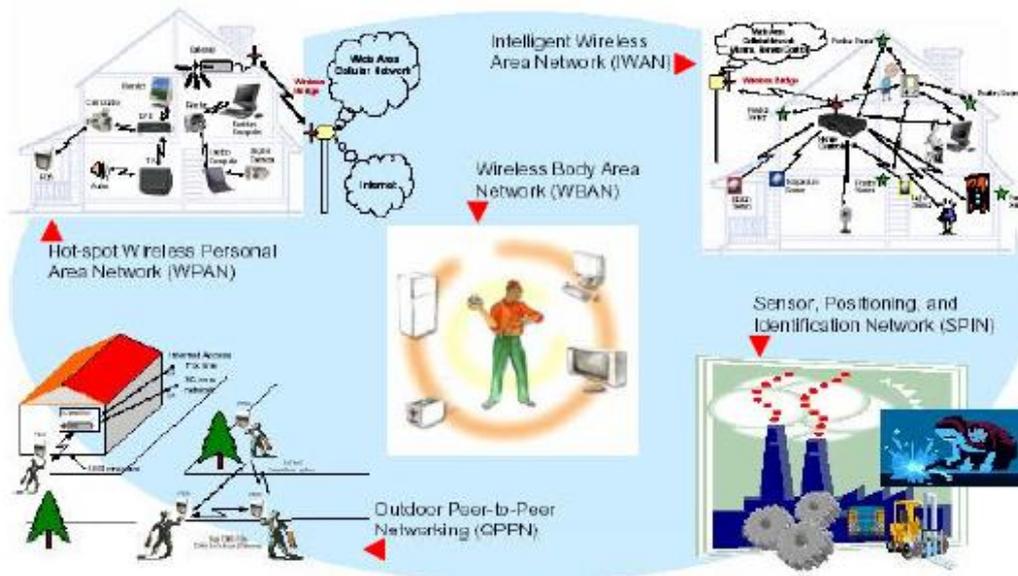


Figure 1.7 : Illustration de quelques applications potentielles de l'ULB.

1.7 Principes de communication ULB

Le masque d'émission des signaux radio ULB établi par la FCC permet l'utilisation de différents signaux. La figure 1.8 présente différentes solutions envisagées. Pour chaque approche, la (les) bande(s) fréquentielle(s) utilisable(s) ainsi que le masque d'émission de la FCC sont présentés dans le graphique de gauche. Dans chaque cas, le graphique de droite présente le signal temporel correspondant à la bande représentée en trait plein. Comme on peut l'observer, la durée de l'impulsion obtenue est inversement proportionnelle à la largeur de bande utilisée.

L'approche mono-bande consiste à utiliser toute la bande de fréquences disponible. Elle se caractérise par des impulsions très brèves, donc résistantes aux effets de superposition des trajets multiples. Cependant, cette approche permet peu de

flexibilité dans l'utilisation du spectre radio. Une autre solution consiste à diviser le spectre alloué à l'ULB en deux parties : c'est l'approche des bandes duales. La flexibilité du spectre radio reste modérée, mais cette solution permet toutefois d'éviter arbitrairement une bande sensible, comme la bande UNII autour de 5 GHz, par exemple. Enfin, l'approche à bandes multiples consiste à utiliser des bandes de fréquences de largeur minimale (de l'ordre de 500 MHz). Cette solution présente une très grande flexibilité pour la gestion du spectre radio [11].

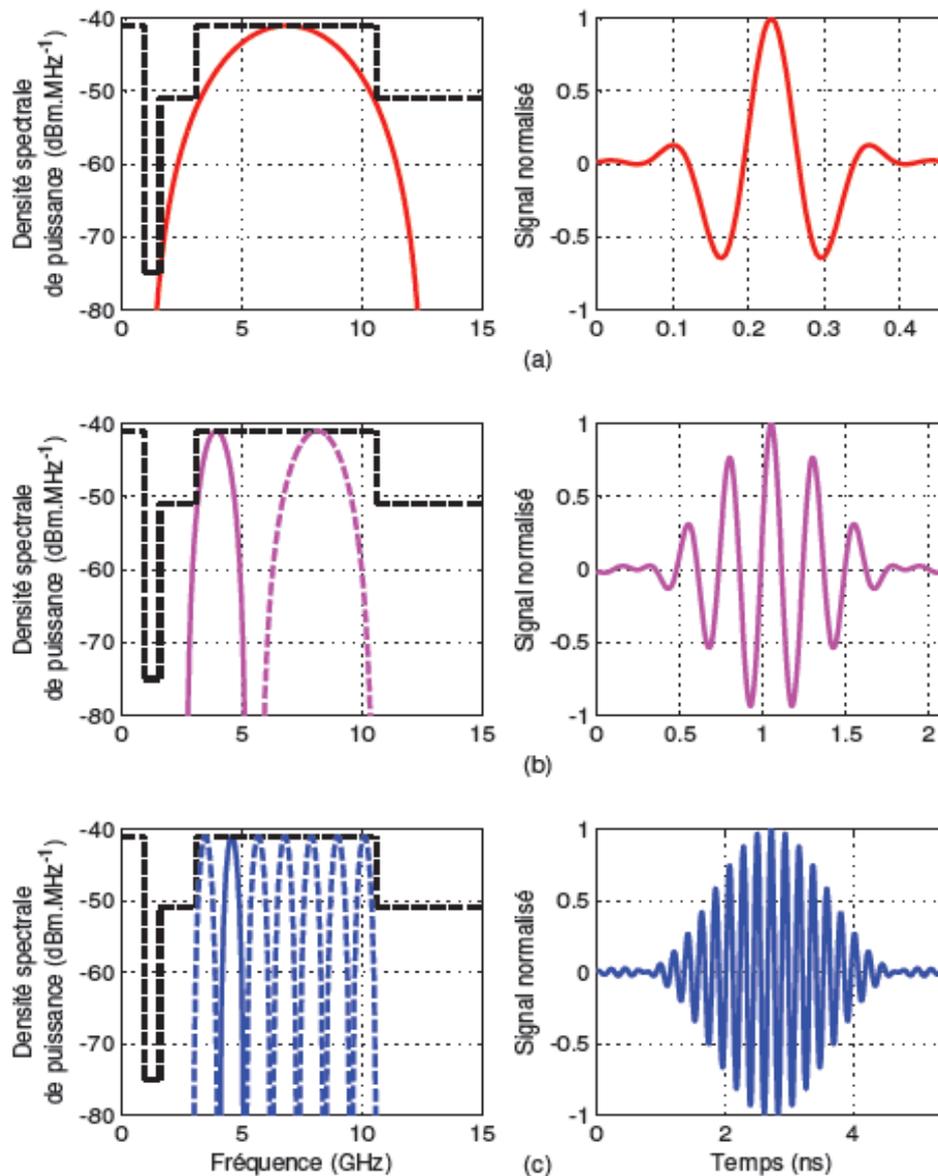


Figure 1.8: Spectres et signaux ULB. Approche mono-bande (a), Approche bandes duales (b) et Approche bandes multiples (c).

1.7.1 Radio impulsionnelle (IR)

Le concept de radio impulsionnelle, développé à partir des études sur le radar, repose sur l'émission d'impulsions de durée très brève (de l'ordre de 100 ps à 1 ns). Typiquement, ce type d'impulsions occupe un spectre très large (de l'ordre de 1 à quelques GHz). Il s'agit donc d'une approche mono-bande. Les formes d'impulsions généralement adoptées pour les communications ULB incluent l'impulsion gaussienne, sa dérivée première (monocycle gaussien), et sa dérivée seconde, comme représenté dans la figure 1.9 [12].

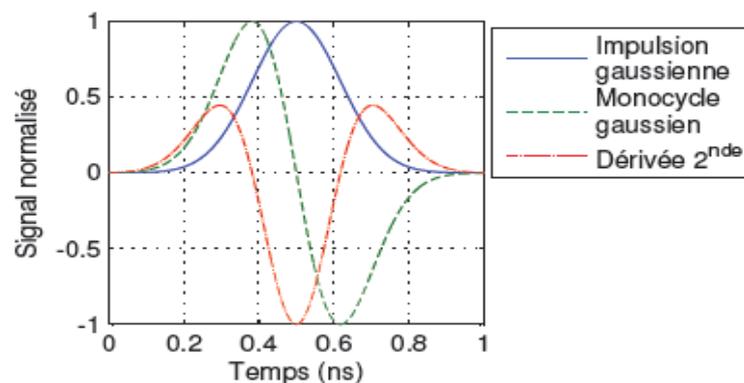


Figure 1.9 : Formes d'impulsions ULB.

1.7.2 DS-CDMA

Dans un système DS-CDMA, le signal d'information est directement modulé par une séquence, cette séquence est un code qui possède des propriétés statistiques particulières. Cette opération au niveau de l'émission porte le nom de l'étalement.

La séquence de données après l'étalement a un débit très supérieur à celui du débit avant l'étalement. Le débit *chip* est équivalent au débit symbole du signal d'information multiplié par la longueur du code d'étalement. Au niveau du récepteur, le signal est multiplié par le même code d'étalement utilisé dans l'émetteur. Le fait de multiplier le signal reçu par la même séquence permet de ne garder que le signal d'information en supposant que les codes sont orthogonaux et d'énergie unité. Cette opération duale au niveau du récepteur est appelée désétalement et n'est possible que si le récepteur est parfaitement synchronisé temporellement avec l'émetteur.

Après la multiplication, les signaux sont intégrés sur la durée du symbole pour récupérer le signal d'information.

Le principe de l'étalement du spectre est illustré sur la figure 1.10.

Les codes d'étalement qui sont orthogonaux l'un par rapport à l'autre peuvent être de type Walsh, Gold ou encore Hadamard. Dans le cadre de ce mémoire, seuls les codes de types Walsh (dans le chapitre 3) ont été adoptés.

Les codes de Walsh correspondent à des rangées de matrices carrées spéciales appelées matrices d'Hadamard. Ces matrices contiennent une rangée de zéros, et les lignes restantes ont chacune un nombre égal de uns et de zéros.

Ci-dessous un exemple sur la génération récursive d'une matrice de Walsh-Hadamard de taille 64×64 :

$$H_1 = [0]$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H_{2n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & \overline{H_n} \end{bmatrix}$$

où : n est une puissance de 2 et $\overline{H_n}$ est l'inversion binaire de H_n de telle sorte qu'un 0 devienne un 1 et vis-versa.

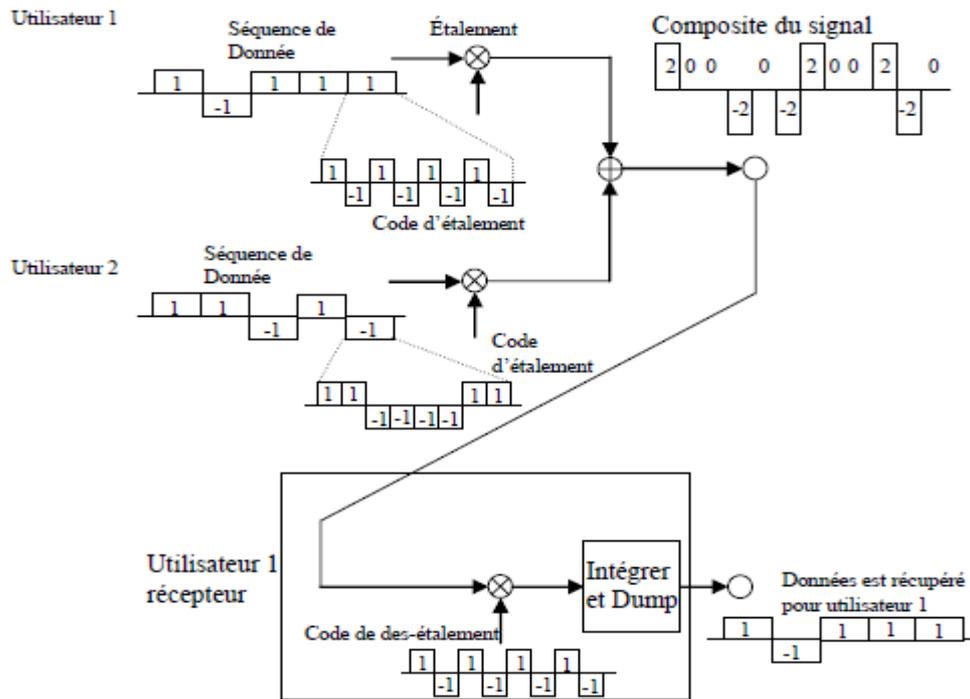


Figure 1.10 : exemple d'étalement du spectre.

Dans le système ULB à base de la technique DS-SS adopté dans le cadre de ce mémoire, si on utilise, par exemple, la modulation en phase (BPSK) avec des séquences de codes pour l'étalement spectral qui prennent leurs valeurs dans l'ensemble $\{\pm 1\}$, les utilisateurs sont indépendants l'un de l'autre. Le signal transmis par le $k^{\text{ième}}$ utilisateur est :

$$S_k(t) = \sqrt{2S}C_k(t)d_k(t)\cos(f_c + \theta_k) \quad (1.1)$$

Où $S = E_b/T$ est la puissance moyenne, $d_k(t)$ est le symbole de donnée formaté par une impulsion rectangulaire de durée T_s qui, à cause de la modulation BPSK, prend ses valeurs dans l'ensemble $\{\pm 1\}$. $C_k(t)$ est la séquence de codes qui étale le spectre des données et est également une impulsion rectangulaire mais de durée « T_c » prenant ses valeurs dans l'ensemble $\{\pm 1\}$. Le terme f_c est la fréquence porteuse et θ_k est le déphasage initial du signal. Tel que mentionné précédemment, il existe une relation entre la durée de la donnée et celle du *chip*, à savoir que $T = NT_c$, où N est la taille du code CDMA [13] [14].

1.7.3 OFDM Multi-Bandes

La technique d'accès Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB-OFDM) est une solution d'utilisation du spectre ULB qui a été proposée lors des campagnes de normalisation par le groupement industriel Multi-Band OFDM Alliance

(MBOA). Il s'agit d'une approche à bandes multiples, où le spectre défini par la FCC est subdivisé en 14 bandes partielles de 528 MHz chacune. La figure 1.11 présente ces bandes partielles classées en différents groupes [15].



Figure 1.11 : OFDM Multi-Bandes

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés les définitions, les avantages et les inconvénients, ainsi que les différents domaines d'application de l'ULB.

D'abord utilisée pour les applications de localisation radar, la technologie ULB est étudiée depuis une dizaine d'années pour les communications sans fil. Les propriétés viables de cette technologie, comme la largeur de son spectre fréquentiel et son fort pouvoir de résolution temporelle, ont permis à la communauté scientifique et industrielle de proposer un certain nombre d'applications attrayantes : réseaux WLAN très haut débit, applications domotiques, etc. Comme nous l'avons vu, divers types de modulation ULB ont été proposés dans le cadre des tentatives de normalisation, avec notamment l'ULB monobande et l'ULB sur bandes multiples utilisant la technique OFDM.

Dans le chapitre suivant, les différentes formes d'impulsions utilisées dans les communications ULB ainsi que les différentes modulations seront présentées et discutées.

Chapitre 2 Composantes d'un système de communication ULB

2.1 Introduction

Le signal ULB est un signal impulsionnel s'inspirant des technologies radar. L'information repose sur la transmission d'une séquence ou train d'impulsions de durée très brève (de l'ordre de 100 ps à 1 ns) [16]. Différentes formes d'impulsions peuvent être combinées avec l'ULB: la gaussienne, la monocyclique ou encore les impulsions basées sur les polynômes orthogonaux qui elles ont été peu étudiées. Ces impulsions brèves sont répétées avec une période de quelques dizaines de nanosecondes, peuvent être modulées soit en position, en amplitude, ou en phase, et ne vont pas recourir à une porteuse. Les modulations les plus courantes dans la technique ULB est la modulation en position « *Pulse Position Modulation (PPM)* », et la modulation d'amplitude PAM (*Pulse Amplitude Modulation*).

Le canal étant le milieu dans lequel le signal se propage de l'émetteur au récepteur, une maîtrise des phénomènes de propagation impliqués dans celui-ci, permettent d'établir des modèles de canaux adaptés aux contraintes de l'ULB et qui sont nécessaires avant la mise en place d'un système de communication ULB.

Basé sur cela, dans le cadre de ce chapitre, une présentation des différentes formes d'impulsions adoptables par la technique ULB est d'abord donnée. Les différentes techniques de modulation utilisées dans ces systèmes sont ensuite discutées. Enfin, les structures des récepteurs envisagés ainsi que les principaux modèles du canal ULB qui sont rencontrés dans la littérature sont décrits et commentés.

2.2 Impulsions ULB

Dans la littérature il est question d'un grand nombre de formes d'impulsions large bande telles que le monocycle gaussien, ses dérivées successives, ou encore les impulsions basées sur les polynômes orthogonaux qui sont peu investigués.

2.2.1 L'impulsion gaussienne

L'impulsion gaussienne constitue un modèle mathématique facilement manipulable, son expression dans le domaine temporel est donnée par l'équation (2.1) :

$$g(t) = Ae^{(-t/\sigma)^2} \quad (2.1)$$

Où : A est l'amplitude de l'impulsion et σ représente le paramètre fixant la largeur de celle-ci. La figure 2.1 montre la représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion gaussienne.

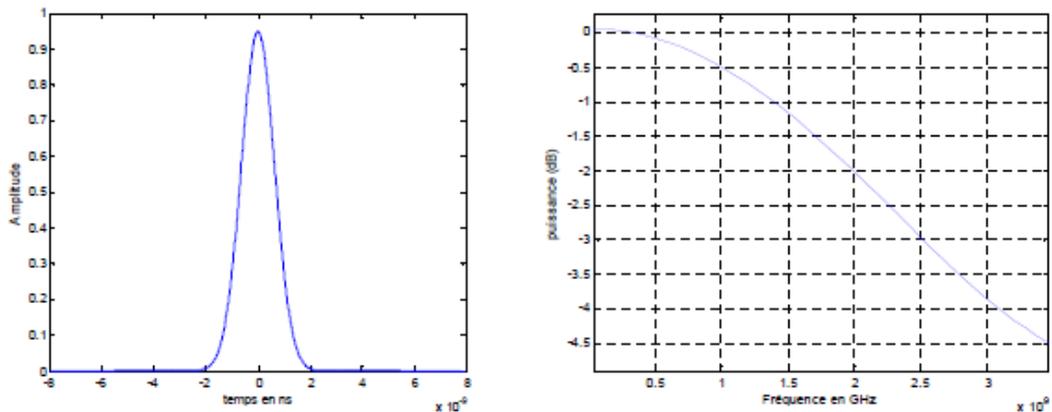


Figure 2.1 : Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion gaussienne.

L'inconvénient de l'impulsion gaussienne réside dans sa valeur moyenne non nulle, qui correspond dans le domaine fréquentiel à une composante continue importante. L'impulsion gaussienne ne peut donc généralement pas se propager sans déformation, et on lui préfère l'impulsion monocycle ou la gaussienne transposée en fréquence par le biais d'un mélange avec une porteuse sinusoïdale (voir figure 2.2) ; son expression en fonction du temps est donnée par :

$$f(t) = A\cos(2\pi f_c t)e^{(-t/\sigma)^2} \quad (2.2)$$

Avec : A l'amplitude de l'impulsion, f_c la fréquence centrale, et σ la largeur temporelle de la gaussienne qui est inversement proportionnelle à la bande considérée [3].

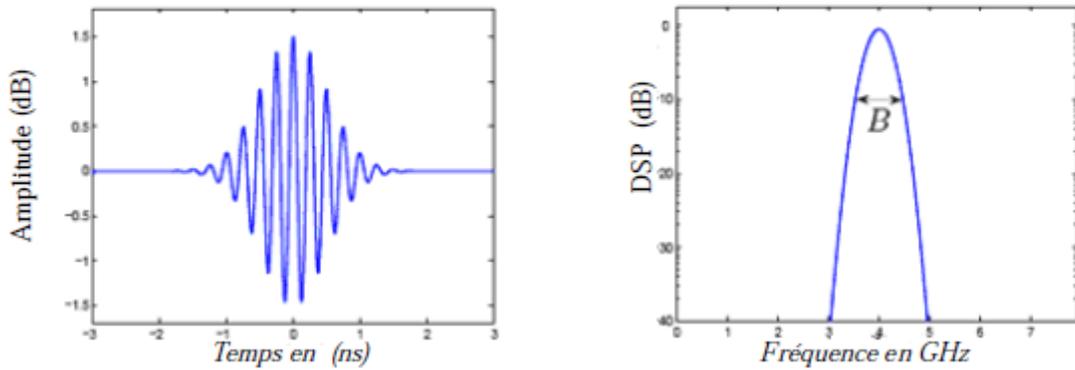


Figure 2.2 : Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion *gaussienne transposée en fréquence*.

2.2.2 L'impulsion monocycle

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

$$p(t) = -2a \left(\frac{t}{\tau^2} \right) \cdot \exp \left[- \left(\frac{t}{\tau^2} \right) \right] \tag{2.3}$$

$$p(f) = -2iaf\tau\pi^{3/2} \exp - (\pi f\tau)$$

Où : a est une constante de normalisation, τ une constante permettant d'ajuster la largeur de l'impulsion et f la fréquence d'intérêt. La figure 2.3 illustre les formes de l'impulsion transmise et de sa transformée de Fourier qui correspondent à un spectre dont le maximum est à 2 GHz.

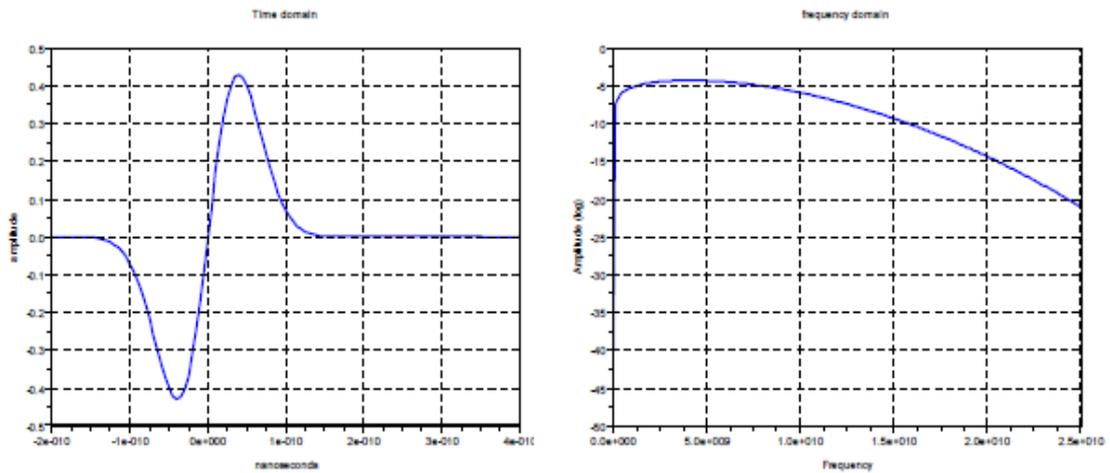


Figure 2.3 : Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion monocycle.

2.2.3 L'impulsion rectangulaire

L'impulsion rectangulaire représentée dans la figure 2.4 est facile à mettre en œuvre, son expression dans le domaine temporel est donnée par l'équation :

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) = \begin{cases} 1 & \text{si } -\frac{1}{2}T_s < t \leq \frac{1}{2}T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.4)$$

Et sa transformée de Fourier est donc définie comme suit :

$$p(f) = T_s \text{sinc}(\pi f T_s) = T_s \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \text{ où } \text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x} \quad (2.5)$$

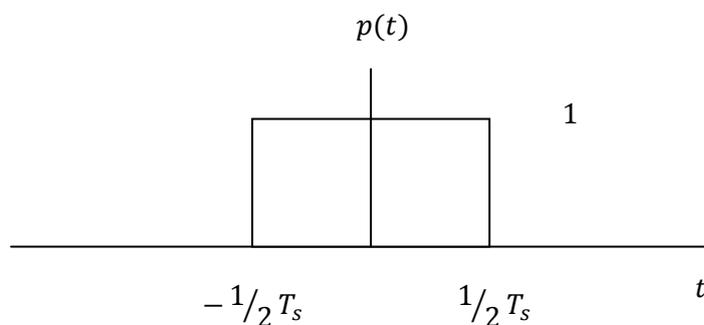


Figure 2.4 : La représentation temporelle de l'impulsion rectangulaire.

Dans le domaine fréquentiel, la fonction sinc est infini donc le spectre de l'impulsion rectangulaire n'est pas à bande limitée [17].

2.2.4 L'impulsion triangulaire

L'impulsion triangulaire représentée dans la figure 2.5 est facile à mettre en œuvre, et son expression dans le domaine temporel est donnée par l'équation (2.6)

$$p(t) = \Delta\left(\frac{t}{T_s}\right) = \begin{cases} 1 - \frac{|t|}{T_s} & \text{si } T_s < t \leq T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.6)$$

L'impulsion triangulaire peut être aussi calculée autrement en convoluant l'impulsion rectangulaire avec elle-même à un facteur près $1/T_s$.

Il s'en suit que sa transformée de Fourier est donnée par

$$p(f) = T_s \text{sinc}^2(fT_s) \quad (2.7)$$

Dans le domaine des fréquences, la largeur de $\text{sinc}^2(fT_s)$ est infinie par conséquent le spectre de l'impulsion triangulaire n'est pas à bande limitée [17].

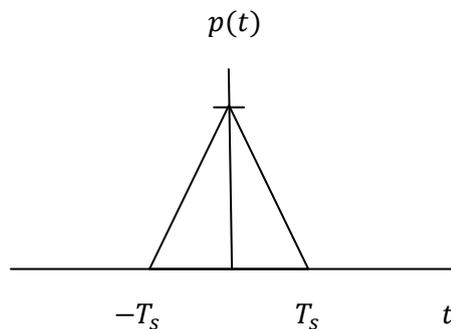


Figure 2.5: La représentation temporelle de l'impulsion triangulaire.

2.3 Les différents types de modulations

La modulation sert à adapter le signal aux caractéristiques inhérentes du canal; en d'autres termes elle est destinée à mettre en forme le signal à émettre de telle sorte

que la transmission soit possible à travers un canal physique donné. Son choix est essentiel et joue un rôle important dans les performances des systèmes ULB. Les principes des modulations ULB les plus connues sont présentés ci-dessous :

2.3.1 Modulation d'impulsions en amplitude (PAM)

Ici, l'information est modulée suivant plusieurs niveaux possibles d'amplitude [18] (voir Figure 2.6). Le signal transmis est donné par l'équation :

$$s(t) = b_j p(t - jT_f) \quad (2.8)$$

b_j : représente un code binaire.

T_f : la période de répétition.

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

2.3.2 Modulation d'impulsions en position (PPM)

La modulation d'impulsion en position appelée par son abréviation anglaise PPM (Pulse Position Modulation) est parmi les techniques les plus utilisées dans les systèmes ULB. Son principe est d'émettre à des intervalles de temps variables des impulsions identiques de sorte que le temps d'avance ou de retard de chaque impulsion reste lié à l'information à transmettre, soit 0 ou 1 [3]. La figure 2.7 montre un exemple de cette technique. L'expression d'un signal modulé en position est donnée par l'équation (2.9) :

$$s(t) = \sum_{j=1}^{\infty} p(t - jT_f - \delta b_j) \quad (2.9)$$

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

δ : le paramètre de décalage.

T_f : la période de répétition.

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

2.3.3 Modulation par tout ou rien OOK

La modulation Tout ou Rien (*encore appelée par son abréviation anglaise OOK pour "On Off Keying"*) est un cas particulier de la modulation d'amplitude où le facteur multiplicateur entre l'impulsion représentant un « 1 » binaire et celle représentant

un « 0 » est nul. Cette méthode est basée sur un principe simple qui consiste à envoyer une impulsion (ou une série d'impulsions) pour représenter le bit '1' et à envoyer un zéro (ou une série de zéros) pour représenter le bit '0' (voir Figure 2.8) [19].

2.3.4 Modulation de phase BPSK

La modulation par inversion de polarité (« Bi-Phase Shift Keying », BPSK, ou « Bi-Phase Modulation », BPM) est également un cas particulier de la modulation d'amplitude mais dont le facteur multiplicateur entre une impulsion codant un « 1 » binaire et celle codant un « 0 » est -1, tel que montré dans la Figure 2.9. L'information est donc comprise dans la phase de l'impulsion émise. Cette modulation ne peut être que binaire, mais permet tout de même des débits élevés [19].

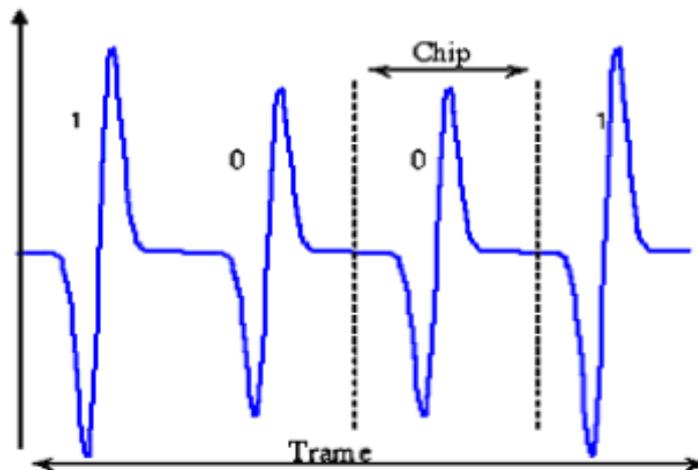


Figure 2.6 : Modulation d'impulsion en amplitude.

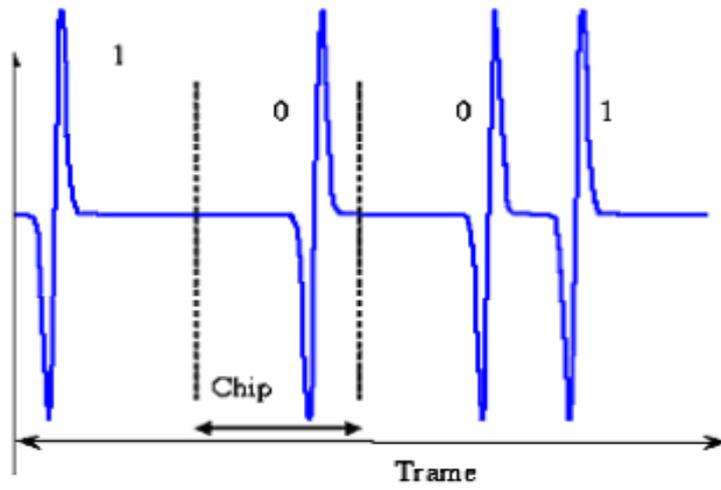


Figure 2.7 : Modulation d'impulsion en position.

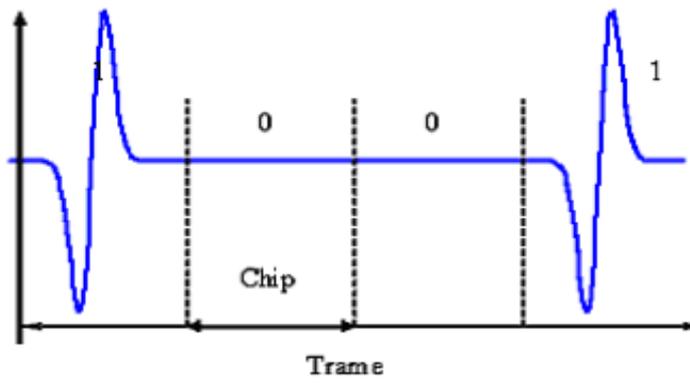


Figure 2.8 : Modulation d'impulsion par tout ou rien.

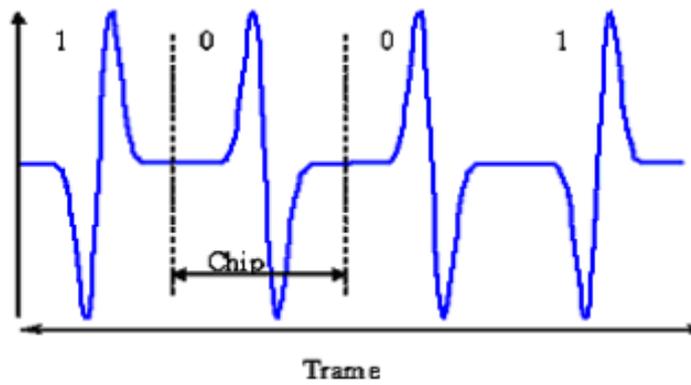


Figure 2.9 : Modulation de phase BPSK.

2.4 Les canaux Ultra Large Bande

Le canal est le milieu dans lequel le signal se propage de l'émetteur au récepteur. Une bonne compréhension des phénomènes de propagation permettant d'établir des modèles de canaux adaptés aux contraintes de l'ULB sont nécessaires avant la mise en place d'un système de communication ULB.

Dans cette section, la présentation dans le cas général des caractéristiques des canaux est effectuée suivie des types de modélisation et enfin plus particulièrement les modèles des canaux ULB sont discutés.

2.4.1 Caractéristiques des canaux

Dans un environnement réel, la transmission d'un signal se fait généralement en empruntant, en plus d'un possible trajet direct, d'autres trajets de propagation. Ces trajets sont en nombre variable et subissent différents effets suivant la nature de l'interaction entre l'onde et un élément influent de l'environnement (réflexion, diffraction, diffusion, guidage d'onde). Le signal obtenu au niveau de l'antenne réceptrice correspond à une recombinaison de ces ondes transmises, qui entre temps ont subi un affaiblissement, une rotation de phase différente, et un retard temporel lié à la longueur du trajet de propagation. La figure (2.10) illustre le concept de propagation par trajets multiples, et résume les principaux phénomènes de propagation [7].

Ces derniers régissant l'interaction de l'onde dans le cas des signaux ultra large bande sont les suivants [11]:

- **Réflexion** : La réflexion intervient sur des obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Lorsque deux milieux différents sont séparés par une surface non rugueuse (i.e. dont les irrégularités sont de petite taille par rapport à la longueur d'onde), on parle de réflexion spéculaire. Dans ce cas, la direction et l'amplitude du rayon réfléchi sont régies par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel. Lorsque la surface séparant les deux milieux présente des irrégularités aléatoires non négligeables, la réflexion est dite diffuse.

- **Transmission** : Si le milieu où intervient la réflexion n'est pas totalement radio-opaque, une partie de l'onde incidente traverse le matériau selon un mécanisme de transmission. Ce phénomène se produit à cause de la variation de l'indice de réfraction du matériau.

- **Diffraction** : La diffraction a lieu sur les arêtes d'obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Elle explique la continuité du champ électromagnétique situé de part et d'autre de la ligne de visibilité optique. Le champ diffracté se calcule selon le principe de Huygens, qui considère chaque point du front d'onde éclairant un obstacle comme une source secondaire sphérique.

- **Diffusion** : Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un groupe dense d'obstacles dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde, le phénomène observé correspond à la superposition d'un grand nombre de diffractions aléatoires.
Dans ce cas, on traite le comportement de l'onde incidente de façon statistique et on parle de diffusion.

- **Guidage d'onde** : En environnement intérieur, le phénomène de guidage d'ondes peut se produire entre deux cloisons, dans un couloir par exemple. Les réflexions successives sur deux obstacles parallèles provoquent un déplacement global des ondes électromagnétiques selon la direction de guidage. Ce phénomène se produit également en environnement urbain, en raison des immeubles bordant les rues étroites.

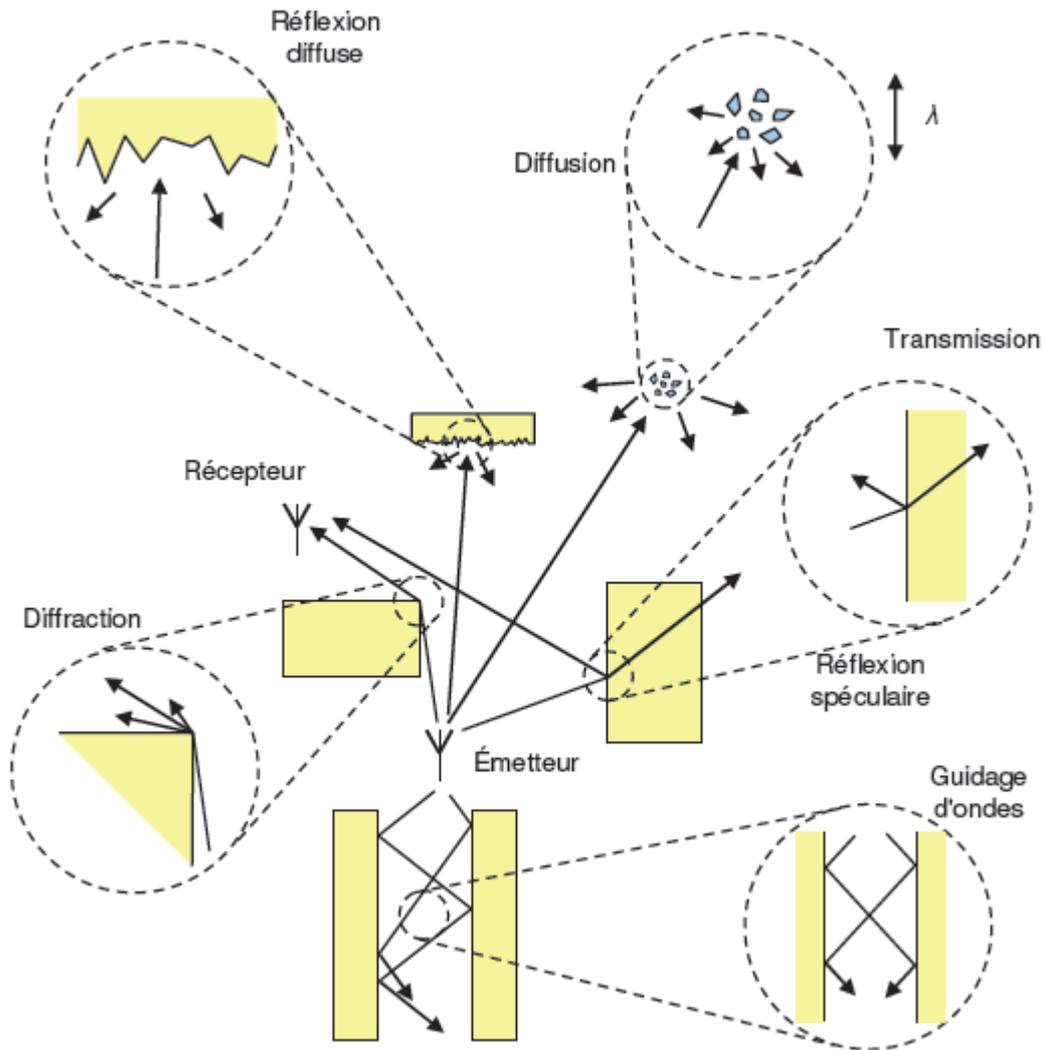


Figure 2.10 : Principaux mécanismes de propagation.

2.4.2 Types de modélisation

Les canaux de propagation peuvent être modélisés de trois différentes manières à savoir la modélisation déterministe (physique), empirique, et statistique.

La modélisation déterministe a été la première à voir le jour. Dans ce cas-ci, le canal est assimilé à un filtre linéaire variant dans le temps (ou invariant selon les hypothèses). Les coefficients du filtre sont alors fonction des phénomènes physiques connus (équation de propagation, équations de Maxwell...). Il est donc possible de

modéliser tous les environnements. Malheureusement, ce modèle nécessite beaucoup de calculs.

Les modèles empiriques sont basés sur les valeurs expérimentales prélevées du canal. En effet, il s'agit de reproduire les caractéristiques de l'expérience avec un modèle mathématique. Cette modélisation requière très peu de temps de calcul, par contre la solution n'est pas portable (pas de changement d'environnement possible).

Les modèles statistiques sont conçus de la même manière que les modèles empiriques à la différence que les paramètres sont considérés comme des variables aléatoires. Ce type de modélisation a donc l'avantage d'être portable à des environnements proches de ceux de l'expérience.

2.4.3 Modèles de canaux ULB

***a* Modèle IEEE 802.15.3a Indoor**

Il existe différents types de modèles qui ont déjà été créés. Ils ont été, pour certains, adaptés aux systèmes ULB notamment le modèle de Saleh Venezuela modifié. On dit que le modèle est modifié car la distribution des multi-trajets est log-normale plutôt que normale. C'est un modèle statistique qui postule que les trajets arrivent par clusters (par paquets).

Principe du modèle :

Ce modèle en rayons est dérivé du modèle du canal classique de Saleh et Valenzuela qui a été défini pour le cas à bande étroite [20], qui prend en compte les phénomènes de clusters mis en évidence par les mesures de canaux tel que illustré dans la figure 2.11.

La réponse impulsionnelle du canal multi-trajets est modifiée pour s'adapter au modèle en clusters comme suit

$$h(t) = \sum_l \sum_k \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2.10)$$

Où :

– l est l'indice des clusters ;

– k est l'indice des trajets à l'intérieur des clusters ;

- T_l est le retard du $l^{ième}$ cluster, 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 $l^{ième}$ cluster, relativement à l'instant d'arrivée T_l du premier trajet du cluster (donc $\tau_{0,l} = 0, \forall l$) ;
- $\alpha_{k,l}$ est l'amplitude du trajet k au sein du cluster l .

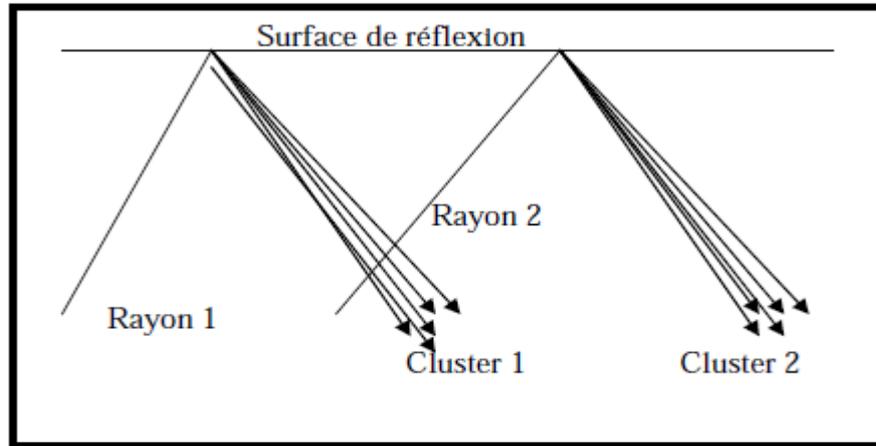


Figure 2.11 : Principe d'arrivée des rayons en clusters.

Instants d'arrivée des clusters et des trajets

Les instants d'arrivée d'un cluster, T_l sont modélisés par un processus de Poisson ayant une fréquence d'apparition Λ . Le temps entre deux clusters suit donc une loi exponentielle de paramètre Λ tel que représenté dans la figure 2.12 et qui peut être mathématiquement formulé comme :

$$p(T_l \setminus T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (2.11)$$

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

$$p(\tau_{k,l} \setminus \tau_{k-1,l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})], \quad k > 0 \quad (2.12)$$

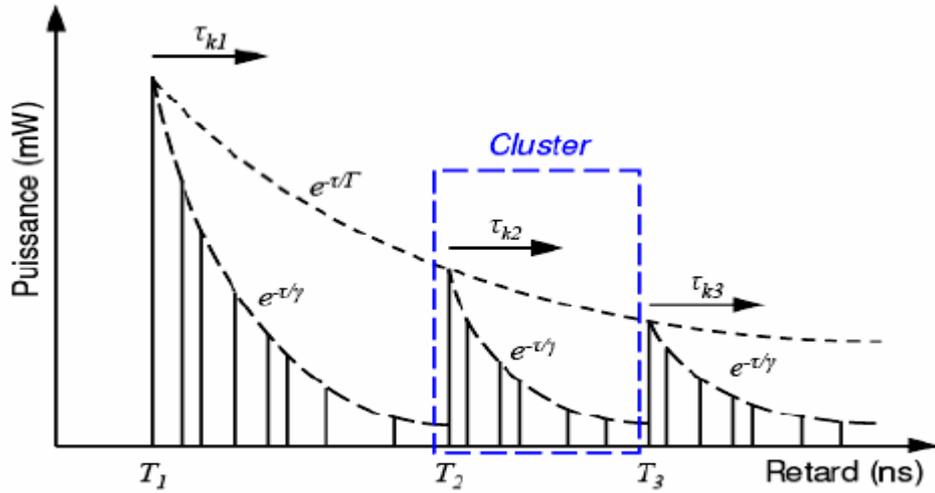


Figure 2.12 : Profil puissance-retard selon le formalisme de Saleh et Valenzuela.

Amplitude des trajets

L'amplitude des trajets est générée par l'intermédiaire de la variable aléatoire positive $\alpha_{k,l} = p_{k,l}\beta_{k,l}$ où $\beta_{k,l}$ est le module de l'amplitude du $k^{ième}$ trajet du $l^{ième}$ cluster et $p_{k,l}$ est égal à +1 ou -1 de manière équiprobable. Ce dernier paramètre fixe donc la polarité du trajet indicé par k et l . La puissance des trajets est donnée par :

$$\overline{\beta_{k,l}^2} = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (2.13)$$

Où : Ω_0 est la puissance du premier trajet du premier cluster.

Le temps de décroissance de la puissance des clusters est plus grand que le temps de décroissance de la puissance des trajets au sein d'un cluster, c.à.d $\Gamma > \gamma$.

Comme déjà cité un peu plus haut, le modèle de Saleh & Valenzuela fût modifié par le groupe de travail de la norme IEEE 802.15.3a. En effet, la loi de Rayleigh est remplacée par une loi log-normale qui permettra de s'adapter aux canaux rencontrés par les systèmes ULB. On a donc :

$$20 \log_{10} (\beta_{k,l}) \propto N(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (2.14)$$

D'où

$$\beta_{k,l} = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20} \quad (2.15)$$

Tel que :

- $n_1 \propto N(0, \sigma_1^2)$ et $n_2 \propto N(0, \sigma_2^2)$: sont indépendants et déterminent les variations d'amplitude s'appliquant respectivement à chaque cluster et à chaque trajet.
- σ_1 et σ_2 : représentent les variances correspondantes en décibels.
- $\mu_{k,l}$: est une moyenne déterminée à partir de l'expression de $\overline{\beta_{k,l}^2}$ dans l'équation (2.13).

A l'aide des formules de conversion de la loi log-normale vers la loi normale, on obtient :

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 \times \frac{T_l}{r} - 10 \times \frac{\tau_{k,l}}{\gamma}}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20} \quad (2.16)$$

Le retard moyen τ_m est donné par $\tau_m = \sum \alpha_k^2 \tau_k / \sum \alpha_k^2$ où α_k^2 est la puissance associée au trajet k ayant le retard τ_k , tandis que l'étalement du retard est défini comme $\tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2}$ où $\overline{\tau^2} = \sum \alpha_k^2 \tau_k^2 / \sum \alpha_k^2$.

La figure 2.13 illustre ces deux paramètres.

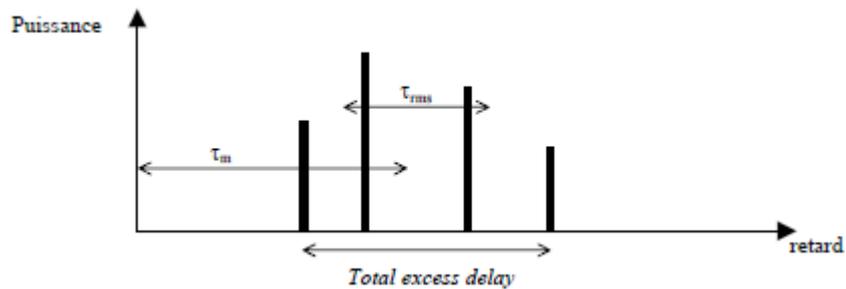


Figure 2.13 : Illustration des caractéristiques du profil de puissance.

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

- le modèle de canal CM 1 correspondant à une distance de 0 à 4 m en situation LOS ;
- le modèle de canal CM 2 correspondant à une distance de 0 à 4 m en situation NLOS ;
- le modèle de canal CM 3 correspondant à une distance de 4 à 10 m en situation NLOS ;

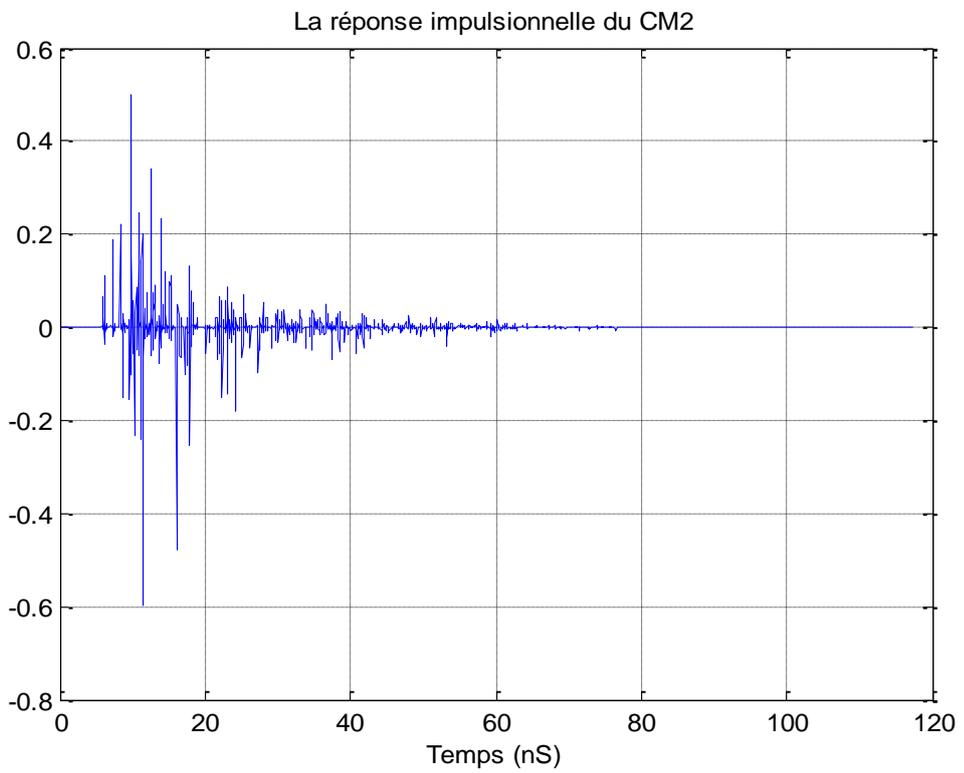
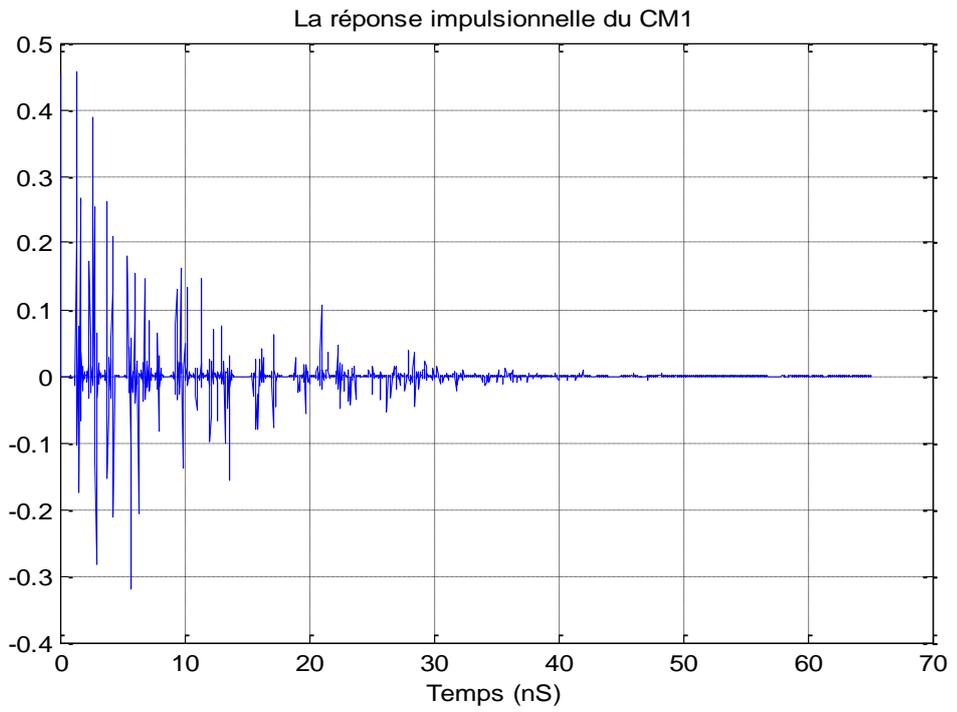
- le modèle de canal CM 4 correspondant à une situation NLOS avec une importante dispersion des retards $\tau_{RMS} = 25$ ns.

Ces paramètres sont regroupés dans le tableau ci-dessous :

Modèle	1 LOS 0-4 m	2 NLOS 0-4 m	3 NLOS 4-10 m	4 Pires conditions du canal
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	14.00	24
γ (ns)	4.3	6.7	7.9	12
σ_1	$4.8/\sqrt{2}$	$4.8/\sqrt{2}$	$4.8/\sqrt{2}$	$4.8/\sqrt{2}$
σ_2	$4.8/\sqrt{2}$	$4.8/\sqrt{2}$	$4.8/\sqrt{2}$	$4.8/\sqrt{2}$
nlos	1	1	1	1

Tableau 2.1 : Caractéristiques du modèle S-V modifié selon le type de canal.

La figure 2.14 ci-après représente une réalisation de la réponse impulsionnelle des 4 canaux du modèle IEEE 802.15.3a.



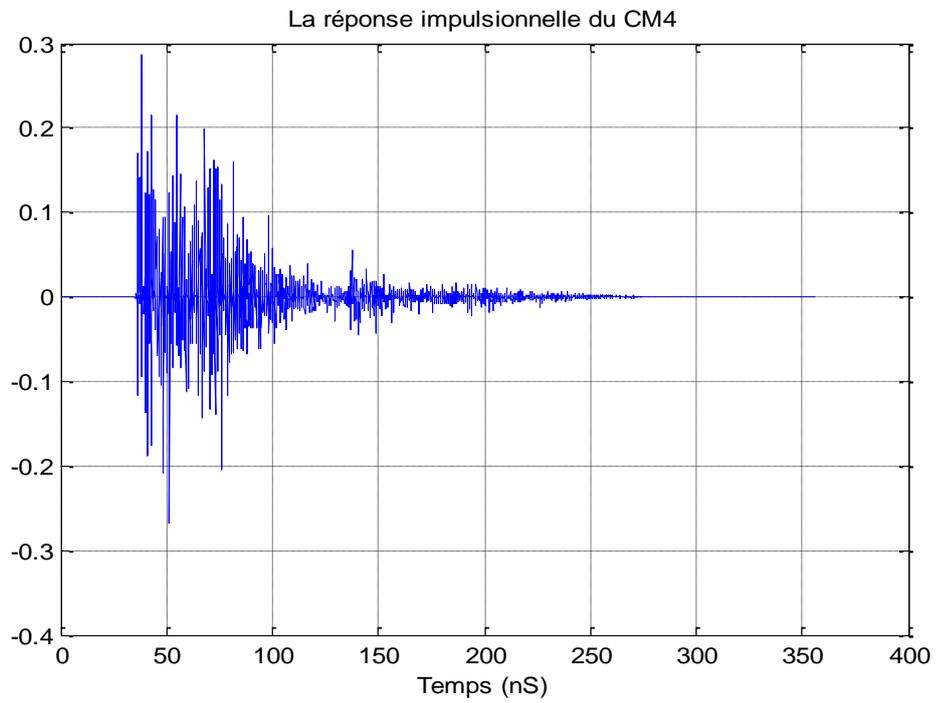
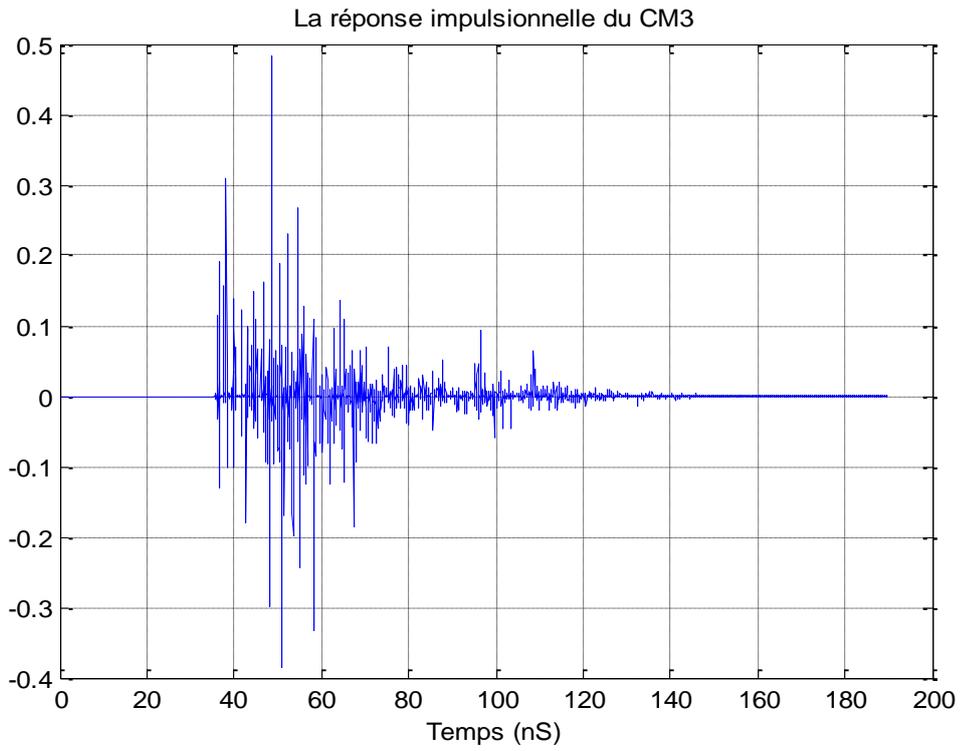


Figure 2.14 : Réalisations des 4 canaux du modèle IEEE 802.15.3a.

***b* Modèle IEEE 802.15.4a Outdoor**

Afin de s'adapter à un plus grand nombre d'applications potentielles, le groupe de travail d'IEEE 802.15.4a a proposé un modèle élargi à la fois en fréquences et en types d'environnement. Les applications visées sont de type bas débit (de 1 kbit/s à quelques Mbit/s), dans des environnements intérieurs (résidentiel et de bureau), extérieurs, mais aussi industriels (usines, etc.) et corporels (pour les applications WBAN). La forme générale de ce modèle statistique reprend celle du modèle IEEE 802.15.3a. On peut cependant noter quelques différences sur la forme de la réponse impulsionnelle et la prise en compte d'une modélisation réaliste des pertes par propagation, à la fois en distance et en fréquence. Le modèle proposé se veut indépendant des antennes utilisées. Ce modèle présente l'avantage d'être très complet [11] [16].

2.5 Les récepteurs ULB

Après avoir étudié les signaux ULB et les caractéristiques du canal dans lequel ils se propagent, on s'intéresse à la manière dont ils peuvent être traités, toujours dans le cadre de l'ULB impulsionnel.

Un récepteur radio est composé de plusieurs étages. Le rôle du premier étage est de capter l'onde électromagnétique à l'aide d'une antenne qui doit être adaptée à la largeur fréquentielle des signaux. Un élément de filtrage permet éventuellement d'isoler la bande du signal. Le deuxième étage du récepteur a pour but d'amplifier le signal reçu afin de pouvoir le traiter. Ces deux premiers étages sont présents dans tous les récepteurs et ne diffèrent guère d'une solution à une autre. En revanche, le troisième étage du récepteur, constituant la partie de détection, peut être réalisé de plusieurs manières orientées soit vers une performance optimale, soit vers une complexité minimale.

Il existe trois catégories de récepteurs ULB, classées selon la manière dont la phase du signal est obtenue :

1. les approches dites cohérentes, qui permettent de retrouver intégralement la phase du signal reçu ;
2. les approches différentiellement cohérentes qui ne permettent d'obtenir que la phase relative d'un symbole reçu par rapport au symbole précédent ;

3. les approches non cohérentes qui ne conservent pas l'information sur la phase du signal [21].

2.5.1 Solutions cohérentes (Le récepteur RAKE)

Un des exemples de ces solutions est le récepteur RAKE (râteau ou *récepteur à doigts*). Il est optimal car il permet de contrer efficacement les effets des trajets multiples en recombinaison en phase les échos reçus. Le principe est d'adapter le récepteur au canal en décomposant la réponse impulsionnelle $h(t) = \sum_k \alpha_k \delta(t - \tau_k)$ en k « doigts », chacun constitué d'un retard τ_k et d'un coefficient d'atténuation α_k qui pondère le $k^{\text{ième}}$ trajet reçu. Il est évident que cela requiert une estimation très fine de la réponse du canal.

Il a été montré que lorsque tous les trajets du canal ne sont pas pris en compte, la perte de performance devient négligeable pour un nombre de doigts de l'ordre de 50, Cette valeur correspond environ au nombre de trajets contenant 85% de l'énergie de la réponse impulsionnelle [3] [21].

Il existe trois types de récepteur RAKE, (*ARake, SRake et PRake*).

- Le récepteur All RAKE combinant tous les trajets du signal est difficile à mettre en pratique puisqu'un signal ULB est caractérisé par une très large bande et un nombre habituellement très grand de trajets multiples.
- Le récepteur Partial RAKE prend en compte juste les premiers trajets.
- Le récepteur Selective RAKE combine par sélection les composantes de trajets multiples les plus puissantes.

2.5.2 Solutions différentiellement cohérentes

Dans les solutions différentielles, la démodulation consiste à corrélérer chaque impulsion avec la précédente. En la retardant d'un temps symbole, elle servira de référence pour le symbole suivant. On peut alors récupérer la polarité relative (phase différentielle) d'une impulsion par rapport à une autre.

2.5.3 Approches non cohérentes

Le récepteur non cohérent est constitué, en plus des filtres et chaînes d'amplification communes à tous les types d'architectures, d'un simple détecteur d'énergie : le signal est simplement filtré dans sa bande, élevé au carré puis intégré.

En revanche, la fonction de détection fait perdre toute information concernant la phase du signal d'entrée. C'est pour cette raison que nous parlons de solutions non cohérentes.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évoqué les différentes formes d'ondes qui peuvent être utilisées par la technique ULB ainsi que les modulations les plus populaires.

Nous avons aussi présenté les différents canaux ULB rencontrés dans la littérature, ainsi que leur caractérisation. Le modèle du canal IEEE 802.15.3a est un modèle complet. Il caractérise la statistique du canal à la fois à grande échelle en incluant une dépendance fréquentielle et à petite échelle en adoptant une distribution des amplitudes des trajets suivant une loi de Nakagami.

Dans le chapitre suivant, la description de la structure du système de communication ULB à l'émission et à la réception est fournie en premier en présence d'un seul usager puis en présence d'usagers multiples adoptant d'abord la technique CDMA ensuite les polynômes orthogonaux.

Chapitre 3 Architecture du système proposé

dans les scénarios mono et multi- usagers

3.1 Introduction

Ce chapitre présente l'architecture proposée du système de communication ULB à l'émission et à la réception d'abord en présence d'un seul usager ensuite en présence d'usagers multiples. La modélisation de la chaîne de communication a été effectuée en utilisant le logiciel matlab en balayant les trois blocs majeurs à savoir l'émission, le canal et la réception tel que décrit dans la figure 3.1.

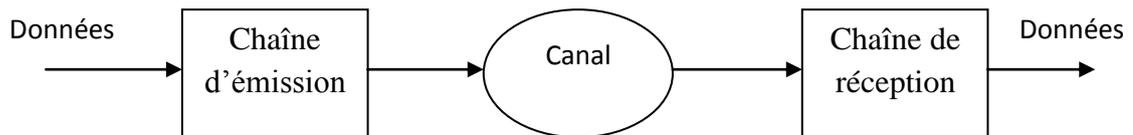


Figure 3.1: Synoptique d'une chaîne de transmission.

La chaîne complète ne pourra être simulée que pour un certain type de modulation à cause de la démodulation qui est asynchrone. De ce fait, l'émission possède deux modes de fonctionnement. D'une part, on pourra choisir entre différents types de modulation mais on ne pourra donc pas observer les résultats de la chaîne complète. Et d'autre part, on pourra démoduler mais avec un seul type de modulation.

Le canal est le modèle de Saleh-Valenzuela modifié qui prend en charge les multi-trajets et l'ajout du bruit (ce dernier est un bruit blanc gaussien).

Enfin, la réception a une architecture de type asynchrone.

3.2 Chaîne d'émission

La chaîne d'émission est composée des éléments suivants : le générateur d'impulsions, le modulateur, l'amplificateur, le filtre et l'antenne. De plus, elle traite les données bit à bit.

Tel que mentionné un peu plus haut, la chaîne d'émission comprendra deux structures : l'une autorisant la démodulation illustrée dans la figure 3.2 et l'autre permettant seulement de simuler l'émission et le canal correspondant à la figure 3.3.

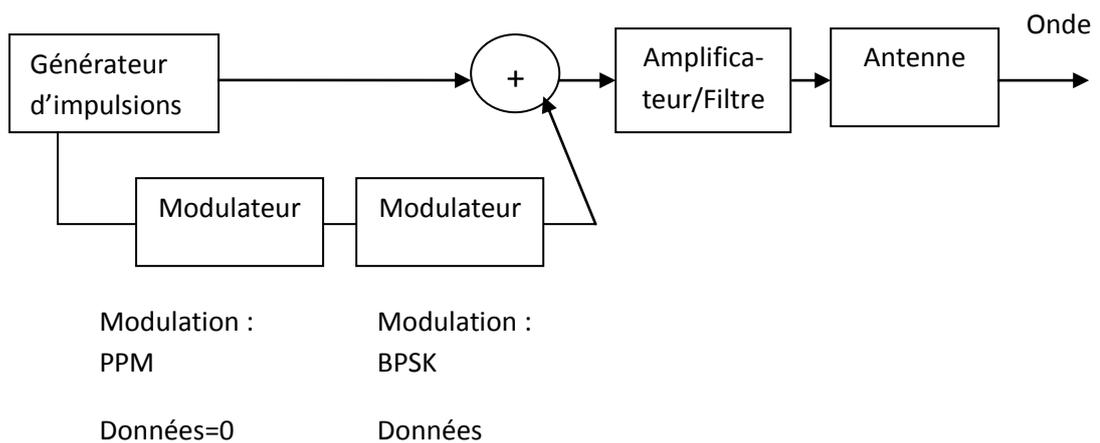


Figure 3.2 : Structure permettant la démodulation.

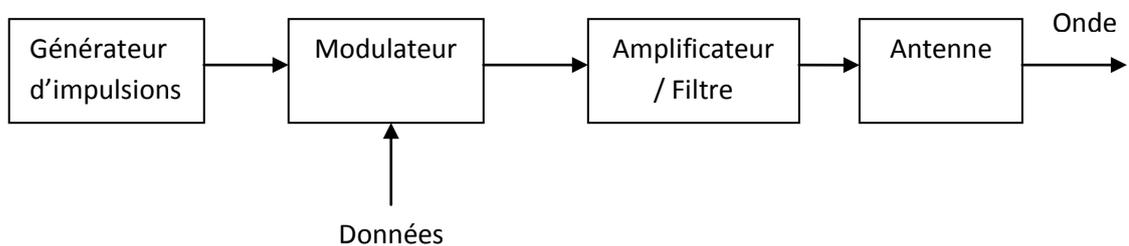


Figure 3.3 : Structure ne permettant pas la démodulation.

3.2.1 Générateur d'impulsions

Nous avons introduit quatre formes d'impulsions notamment la gaussienne, sa dérivée première (qui est le monocycle gaussien), l'impulsion rectangulaire et l'impulsion triangulaire qui n'a pas vraiment été utilisée dans les systèmes de communication ULB.

Le générateur d'impulsions recevra comme entrées les paramètres suivants :

- L'amplitude du signal (en Volts).
- Le paramètre σ de l'impulsion (sa largeur en nanosecondes).
- Durée totale du motif ou PRP (Pulse Repetition Period en nanosecondes).

Et générera comme sorties les paramètres suivants :

- Une impulsion de durée inférieure à sa PRP.
- Sa densité spectrale d'énergie.

3.2.2 Le modulateur

Le modulateur est une étape clef de la chaîne d'émission. En effet, il permet de coder un bit selon un motif donné. On a choisi de ne pas modifier le bit de donnée '1', ainsi le modulateur ne travaille que sur les zéros des données. Les modulations concernées dans le cadre de ce mémoire sont la BPSK, l'OOK et la PPM. Ce bloc aura donc comme :

➤ Entrée :

- L'impulsion.
- Les données à moduler.

➤ Paramètres :

- Le type de modulation souhaitée : 'BPSK', 'OOK' ou encore la 'PPM'.
- Le retard : Temps de décalage (chiffre en nanoseconde).
- La période d'échantillonnage (en picosecondes).

➤ Sortie :

- Le motif modulé selon les paramètres spécifiés.

3.2.3 Amplificateur, filtre et antenne

On a choisi de prendre un gain constant pour l'amplificateur, ce qui signifie qu'il fonctionne en zone linéaire. Quant à l'étape du filtrage, elle est constituée d'un facteur

unitaire. Dans un premier temps, nous n'avons pas pris en compte les effets de l'antenne d'émission sur notre signal, ces antennes ayant pour effet de le dériver donc de le dégrader. Ensuite, on a introduit cet effet et étudié son impact.

3.3 Canal

3.3.1 Modèle de Saleh Valenzuela modifié

Nous avons utilisé le modèle de Saleh-Valenzuela modifié, déjà implémenté par l'IEEE. On a opté pour le cas du LOS donc le CM1 et la pire condition du canal représenté par le CM4.

3.3.2 Bruit

Le bruit est un vecteur de variables aléatoires Gaussiennes de moyenne nulle et de variance unitaire, nous avons donc ajouté un coefficient à ce bruit afin de maîtriser son amplitude. Ce bruit se superpose au signal transmis à travers le canal.

3.4 Réception

3.4.1 chaîne de réception

Tel que cité un peu plus haut, la chaîne de réception fonctionne de manière asynchrone. Elle reçoit l'onde en entrée qu'elle découpe en une série d'ondes plus petites qu'elle traitera bit à bit pour en ressortir les données.

Cette chaîne sera modélisée de la façon suivante :

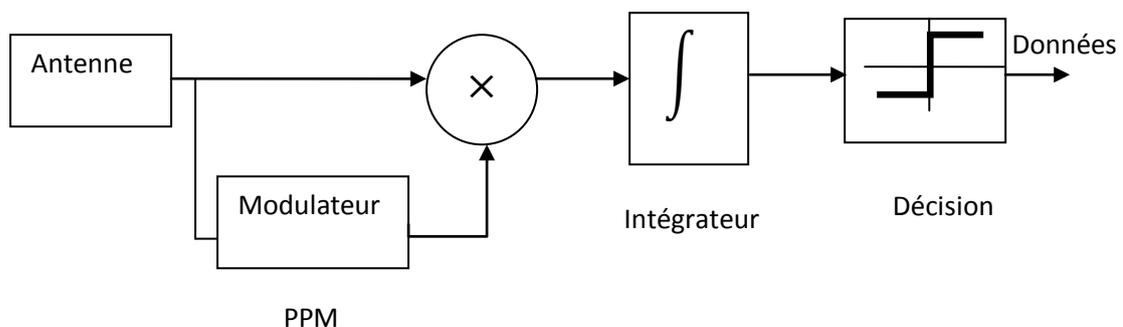


Figure 3.4 : Synoptique de la réception.

3.4.2 Découpage

Après réception de l'onde transmise par le canal de transmission, il a décidé de la découper en petites ondes. Chacune de ces petites ondes sera associée à un motif afin de traiter chaque bit pas à pas.

3.4.3 Retard et multiplication

Cette étape consiste à retarder l'impulsion en utilisant une modulation de type PPM. Ensuite, l'impulsion originale est multipliée par l'impulsion retardée ce qui génère en sortie soit une impulsion positive soit une impulsion négative tel que montré dans les figures 3.5 et 3.6. En effet, le résultat de cette multiplication donne le signe de l'impulsion de sortie, car les deux impulsions d'origine et retardée sont soit en phase, soit en opposition de phase lors de l'adoption de la modulation BPSK.

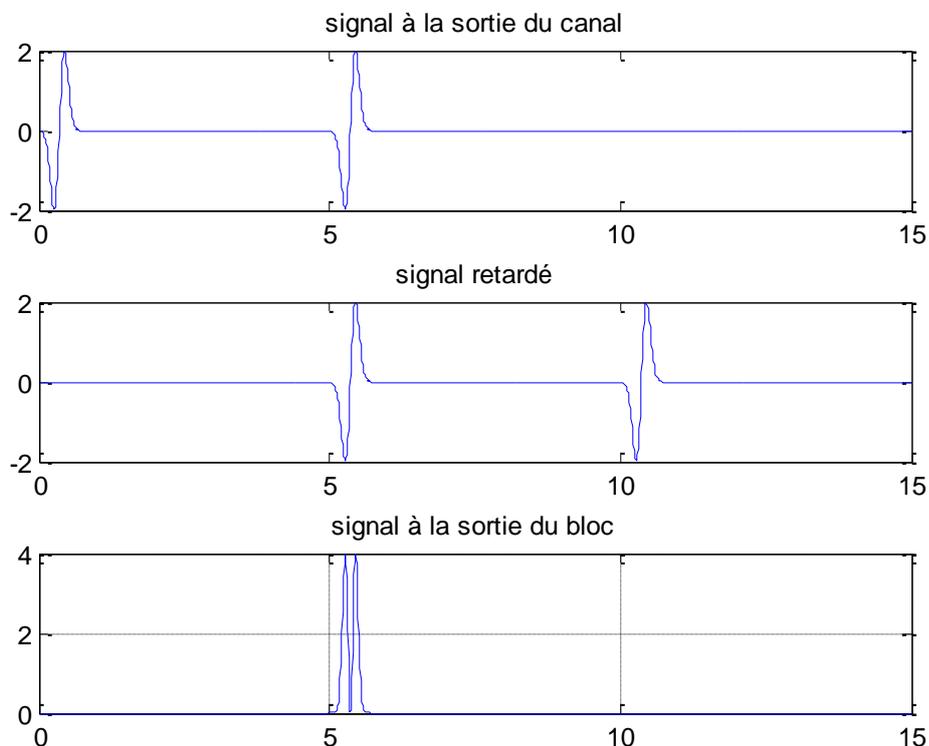


Figure 3.5 : Retard et multiplication dans le cas d'une transmission d'un « 1 ».

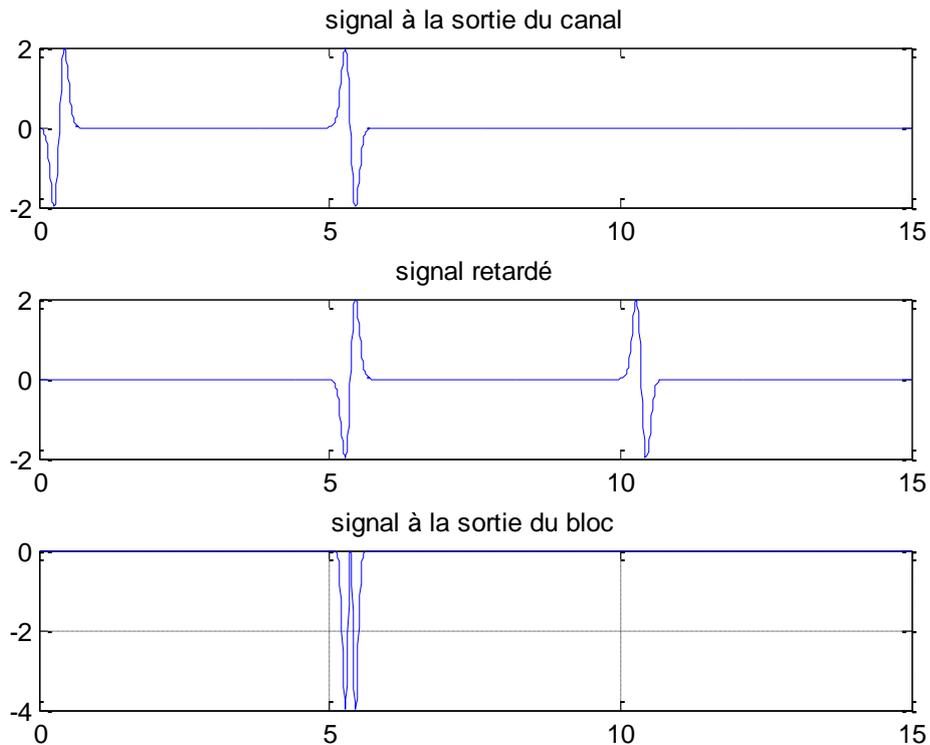


Figure 3. 6 : Retard et multiplication dans le cas d'une transmission d'un « 0 ».

3.4.4 Intégrateur

Dans l'étage intégrateur on a effectué une simple intégration (sommation) sur la PRP.

3.4.5 Décision

La décision est basée sur la comparaison de la valeur à la sortie de l'étage intégrateur par rapport à 0: si elle est supérieure à 0 le bit est « 1 » sinon ce bit est un «0 ».

3.5 Communication en présence d'usagers multiples

Afin de supporter la présence d'usagers multiples dans notre système, nous avons incorporé dans un premier temps la technique classique CDMA et ensuite les polynômes orthogonaux et plus précisément ceux de Gegenbauer ont été investigués.

3.5.1 En utilisant la technique CDMA

Dans l'approche par technique CDMA, des codes orthogonaux de type de Walsh-Hadamard ont été utilisés et un code spécifique de la matrice d'Hadamard a été attribué à chaque usager. Le même traitement à l'émission et à la réception en présence d'un seul usager (celui qui a été présenté dans les sections précédentes) a été appliqué en présence d'usagers multiples. Le diagramme suivant résume le système étudié :

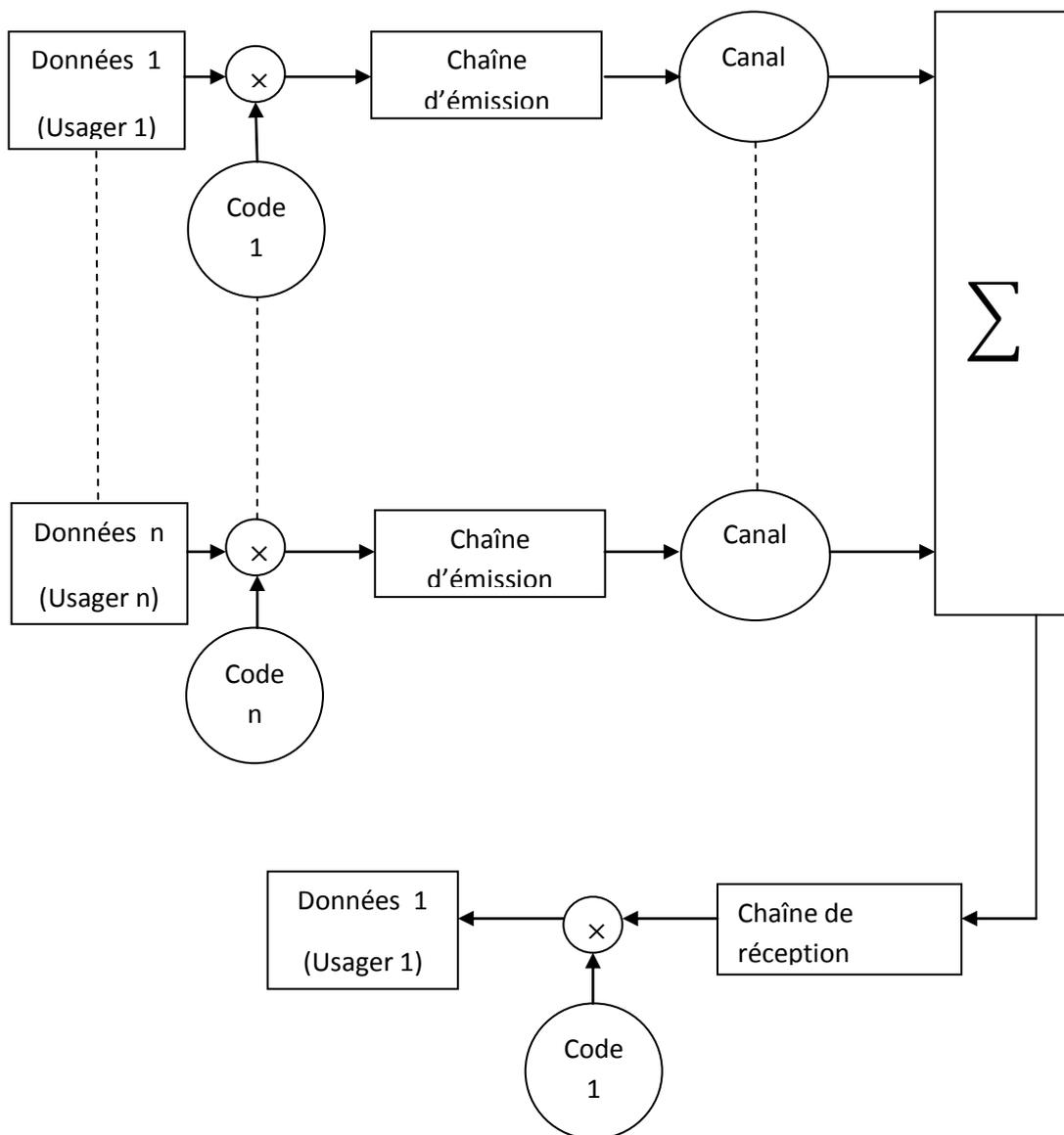


Figure 3.7 : Diagramme du système multi-usagers utilisant la technique CDMA.

3.5.2 En utilisant les polynômes orthogonaux (de Gegenbauer)

Les polynômes de Gegenbauer sont orthogonaux dans l'intervalle $[-1,1]$ avec une fonction de poids $w(x) = (1 - x^2)^{\beta-1/2}$. Ces polynômes sont donnés en termes de polynôme de Jacobi avec : $\alpha = \beta = \lambda - 1/2$ et satisfont une équation différentielle du second ordre [3]:

$$(1 - x^2)G_{n,\beta}''(x) - (2\beta + 2)xG_{n,\beta}'(x) - n(n + 2\beta + 2)G_{n,\beta}(x) = 0 ; \beta > -1 \quad (3.1)$$

Avec x étant le temps en nanosecondes (ns) $\in [-1,1]$, n l'ordre du polynôme et β le paramètre définissant la famille du polynôme de Gegenbauer (ici nous choisirons $\beta = 1$).

Les différents ordres des polynômes des Gegenbauer sont reliés (pour $n > 1$) par l'équation de récurrence suivante [] :

$$G_{n,\beta}(x) = 2 \left(1 + \frac{n+\beta-1}{n} \right) x G_{n-1,\beta}(x) - \left(1 + \frac{n+2\beta-2}{n} \right) G_{n-2,\beta}(x) \quad (3.2)$$

La condition d'orthogonalité est vérifiée, car pour tout $m \neq n$, le polynôme G_n , de degré n est orthogonal à tout polynôme G_m de degré m inférieur ou égal à n pour une variable x dans l'intervalle $[-1,1]$ si :

$$\int_{-1}^{+1} G_{n,\beta}(x) \cdot G_{m,\beta}(x) \cdot w(x) \cdot dx = 0 \quad (3.3)$$

Où : $w(x)$ est la fonction de poids. La figure ci-dessous représente les 7 premiers ordres de Gegenbauer pour $\beta = 1$.

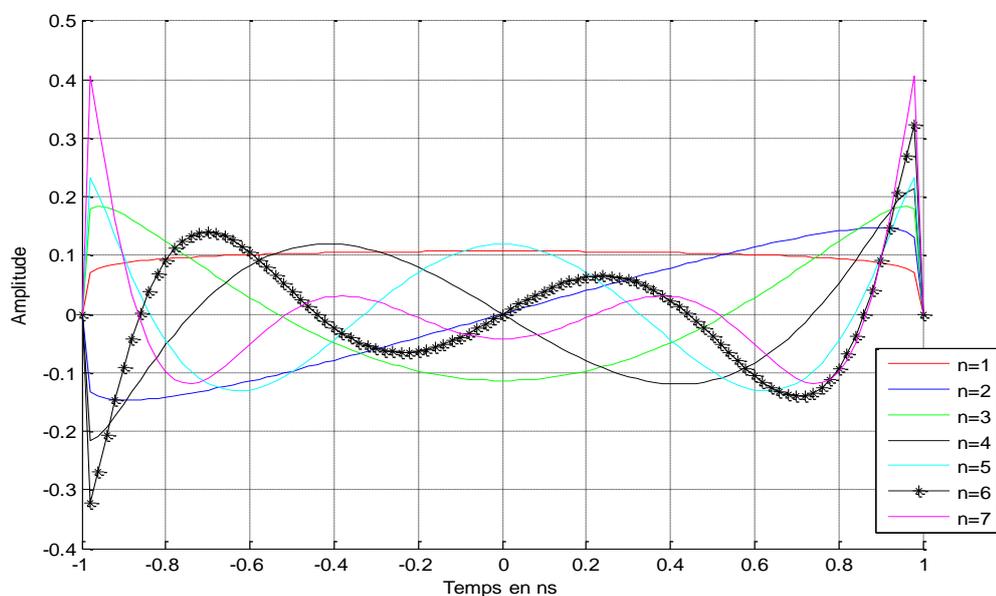


Figure 3.8 : Représentation temporelle pour les 7 premiers ordres de Gegenbauer pour $\beta=1$

Sachant toujours que le même principe appliqué en présence d'un seul usager va s'appliquer en présence d'usagers multiples, le diagramme ci-dessous résume le système étudié en utilisant les polynômes de Gegenbauer.

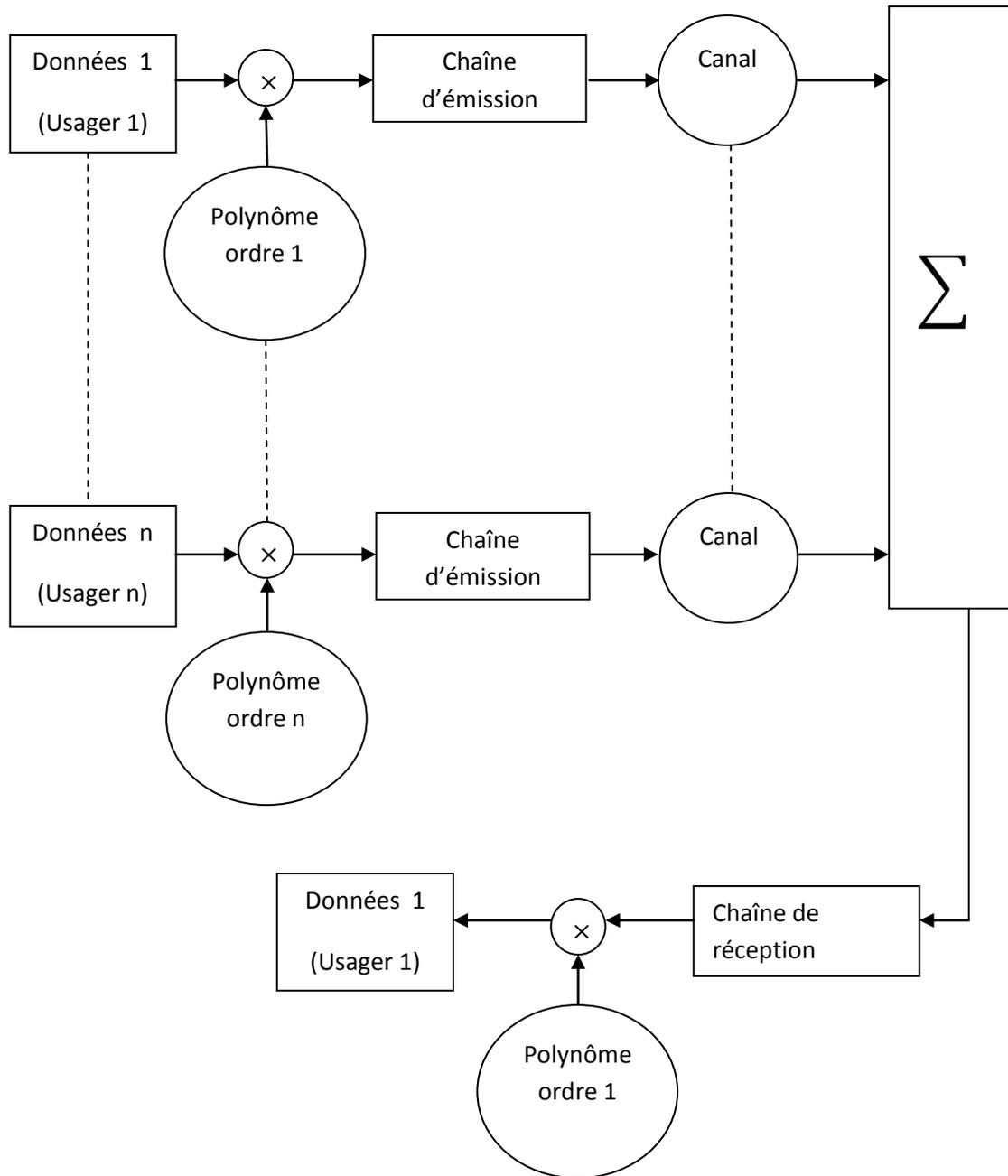


Figure 3.9 : Diagramme du système multi-usagers en utilisant les polynômes de Gegenbauer.

3.6 Conclusion

Dans de ce chapitre, quatre formes d'impulsions qui peuvent être adoptées dans les systèmes ULB ont été introduits. Plusieurs types de modulation peuvent être retenues cependant l'architecture asynchrone impose une combinaison avec une modulation de type BPSK. Le modèle du canal utilisé est celui de Saleh-Valenzuela modifié qui prend en compte les multi-trajets auquel on a superposé le bruit blanc Gaussien.

Ensuite l'architecture du système à l'émission et à la réception a été généralisée au cas multi-usagers par le biais de la technique CDMA puis en utilisant les polynômes orthogonaux.

Le chapitre suivant est dédié à la présentation des résultats obtenus dans le cadre de ce projet et à leur discussion.

Chapitre 4 Résultats des simulations

4.1 Introduction

Ce chapitre est réservé aux différents résultats obtenus au cours de ce projet de recherche avec lesquelles les performances des systèmes de communication ULB peuvent être évaluées en vue de leur amélioration. Il est divisé en deux parties, la première concerne le contexte mono-usager et le second le contexte à usagers multiples.

4.2 Communication en présence d'un seul usager

Ci-dessous sont présentés les différents résultats obtenus des différentes simulations.

4.2.1 Génération des différentes impulsions

Les différentes impulsions utilisées sont la gaussienne, le monocycle gaussien, l'impulsion rectangulaire et enfin l'impulsion triangulaire. Cette dernière n'a pas été largement utilisée dans les systèmes de communication ULB contrairement aux autres formes. Ci-dessous les résultats de la génération de ces différentes formes d'ondes et de leurs densités spectrales d'énergie dans le cas d'une PRP égale à 15 ns.

a Génération de l'impulsion gaussienne

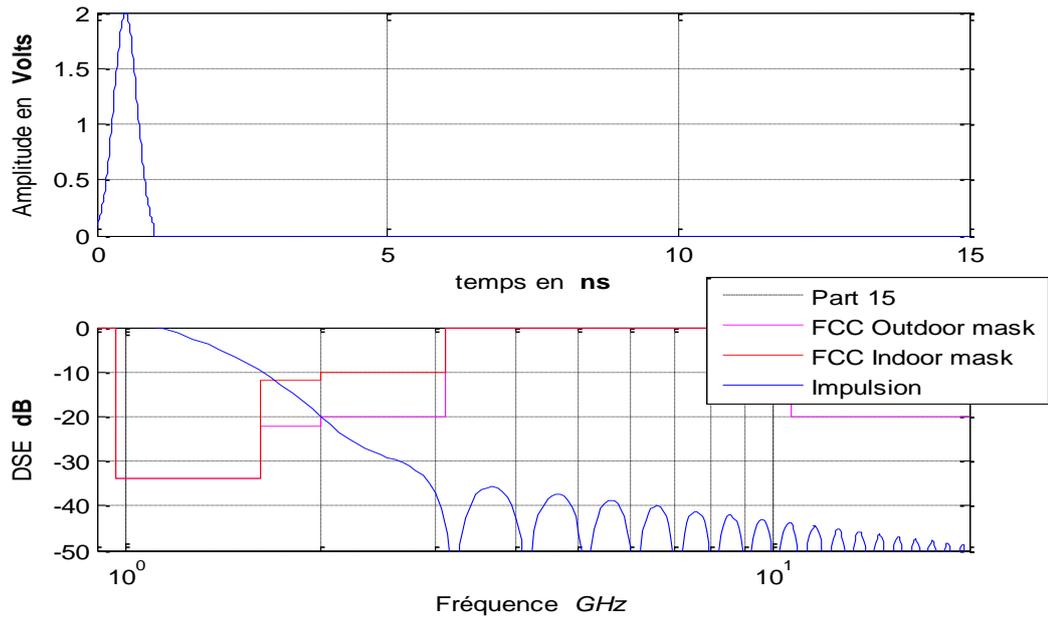


Figure 4.1 : Représentation temporelle et spectrale de l'impulsion gaussienne.

b Génération du monocycle gaussien

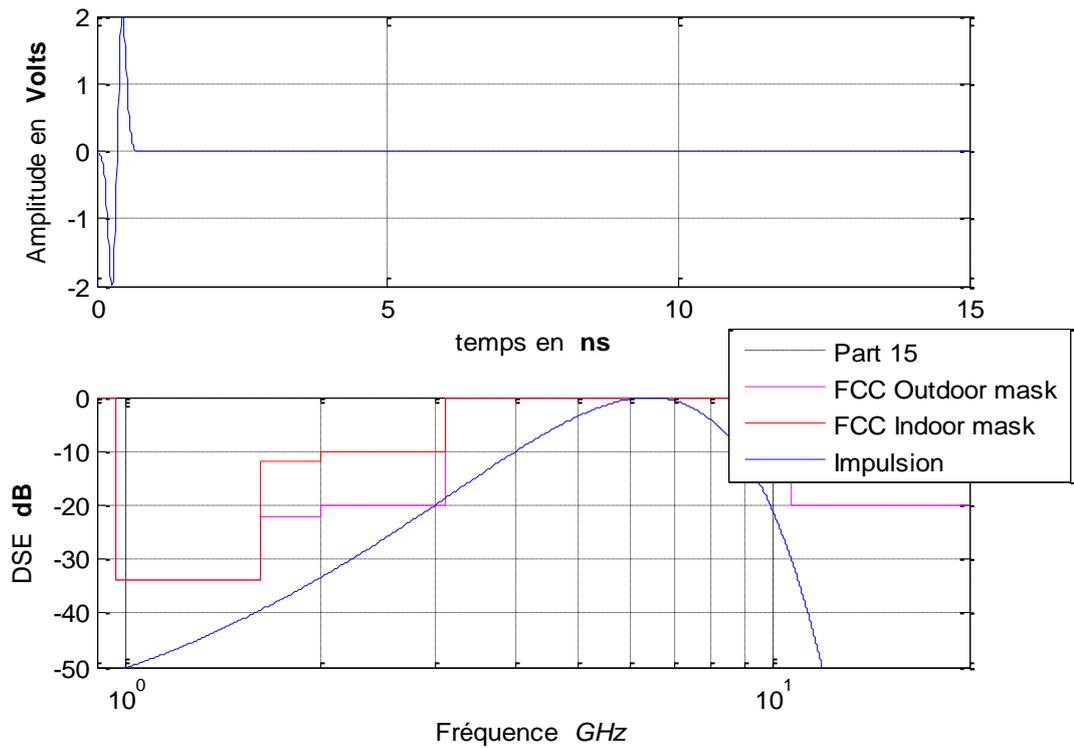


Figure 4.2 : Représentation temporelle et spectrale du monocycle gaussien.

c Génération de l'impulsion rectangulaire

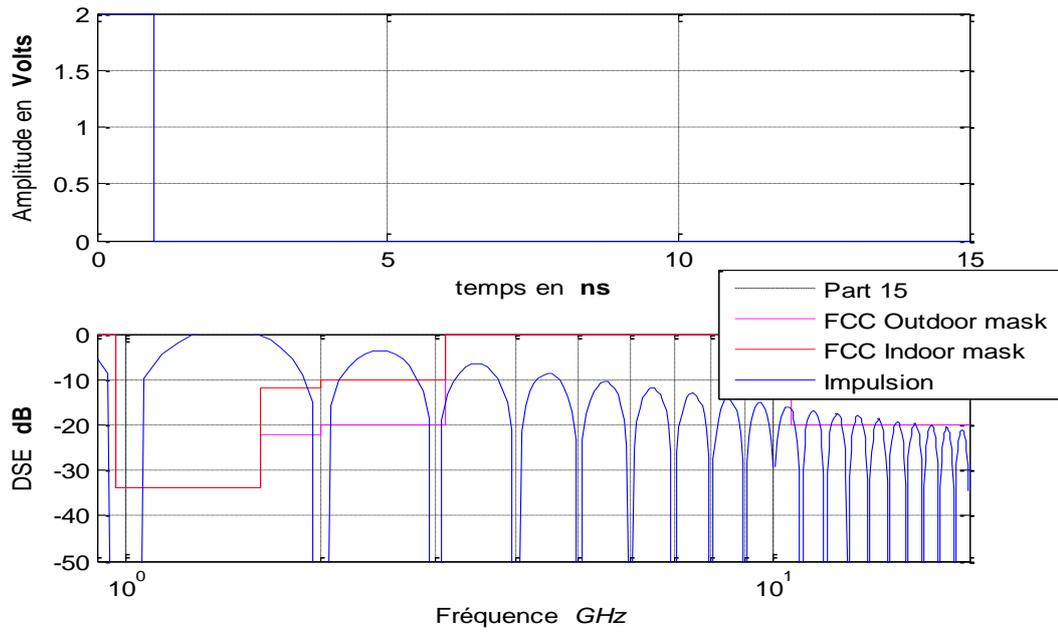


Figure 4.3 : Représentation temporelle et spectrale de l'impulsion rectangulaire.

d Génération de l'impulsion triangulaire

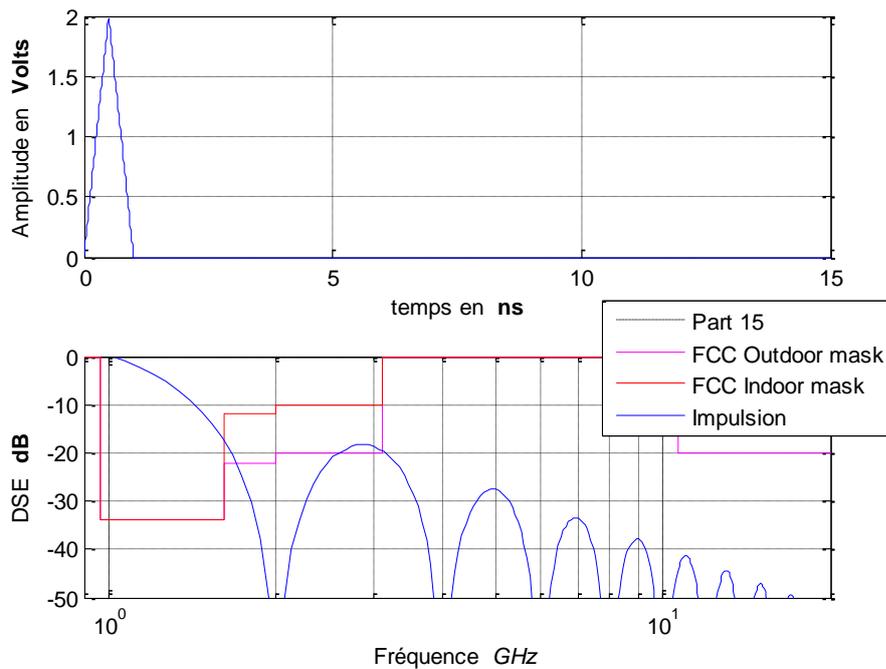


Figure 4.4 : Représentation temporelle et spectrale de l'impulsion triangulaire.

A partir des figures précédentes, il est remarqué que ces formes d'impulsions remplissent les conditions de la FCC en ce qui concerne le masque d'émission ou presque, le monocycle gaussien étant celui qui répond le mieux aux contraintes imposées.

4.2.2 Simulation des modulations

Comme nous l'avons déjà évoqué, notre chaîne d'émission comprenait deux configurations possibles, la première permettant de simuler la chaîne d'émission pour différentes modulations. Bien que nos résultats ont porté sur toutes les formes d'onde on a choisi le monocycle gaussien à titre d'exemple pour simuler les différentes modulations qui sont : la BPSK, l'OOK et la PPM et ce pour une séquence de 5 bits.

a La modulation BPSK

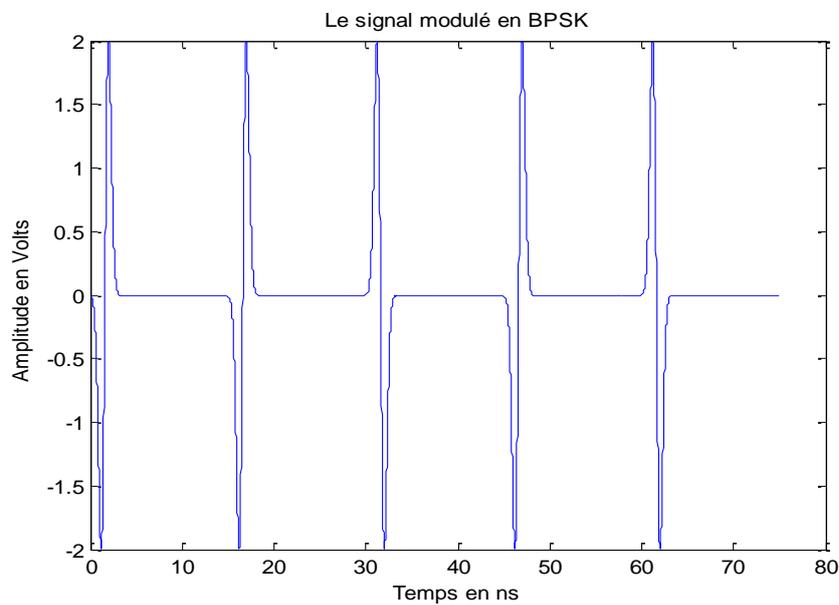


Figure 4.5 : La séquence modulée en BPSK.

b La modulation OOK

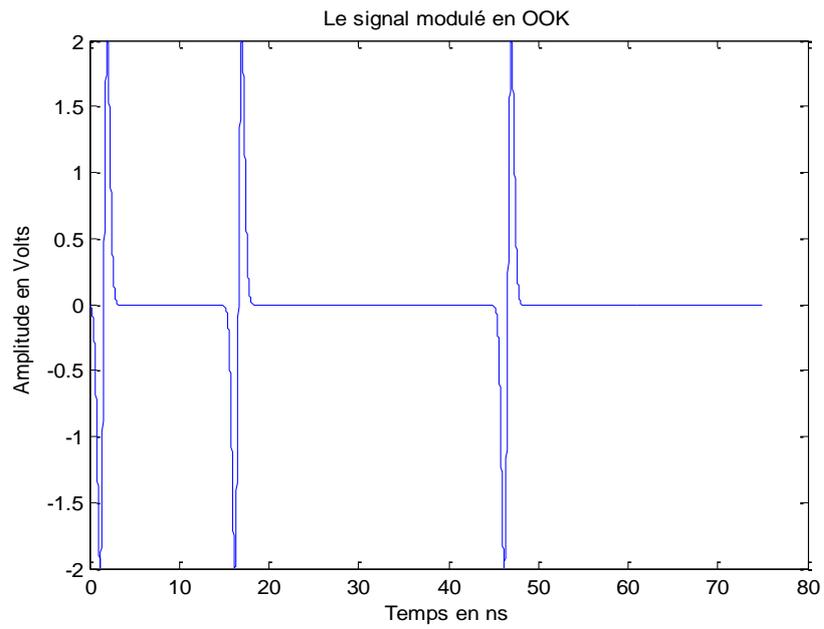


Figure 4.6 : La séquence modulée en OOK.

c La modulation PPM

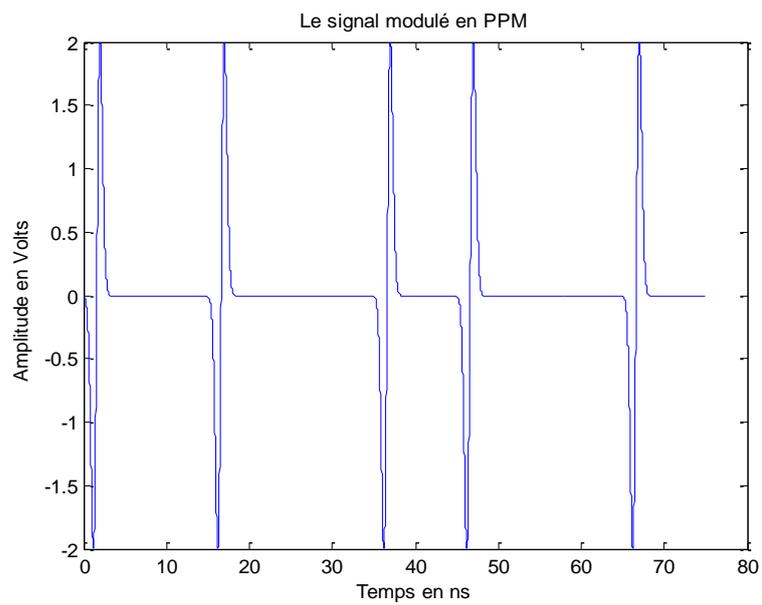


Figure 4.7 : La séquence modulée en PPM.

4.2.3 Résultats de la simulation de la chaîne complète

Ci-dessous les différents résultats obtenus en simulant la chaîne complète pour une séquence de 5 bits et pour un rapport signal sur bruit $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ à la réception en utilisant les deux modèles CM1 et CM4 définis par le standard IEEE 802.15.3a comme canal.

a Résultats pour le CM1

Ci-dessous les différents résultats obtenus pour le CM1 :

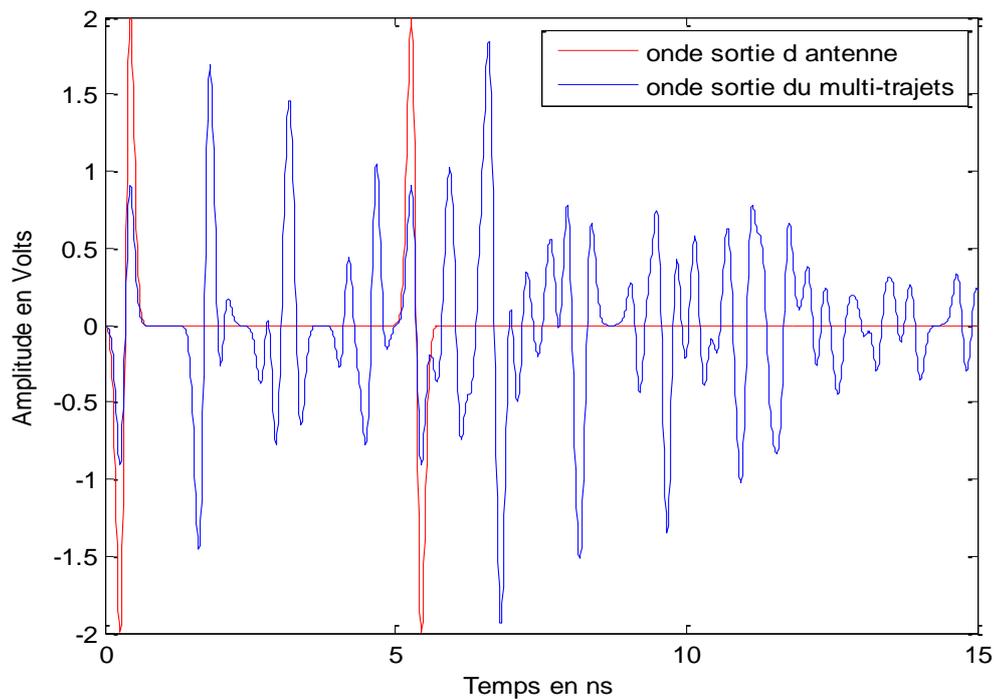


Figure 4.8 : Convolution du premier bit avec le canal.

On constate la présence du trajet direct en plus des autres trajets générés par le canal.

La figure ci-dessous représente le passage de la séquence complète à travers le canal.

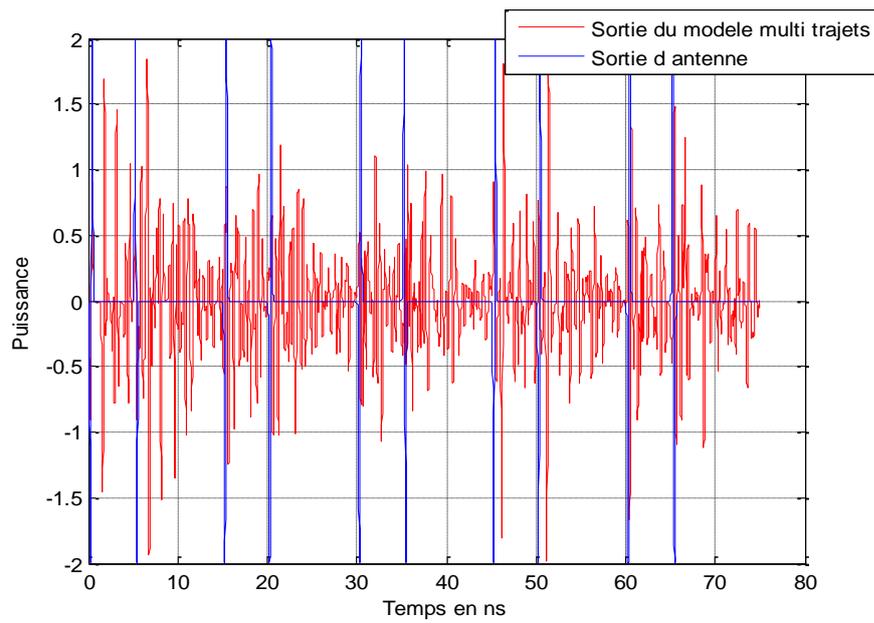


Figure 4.9 : Passage de la séquence entière à travers le canal.

Pour simuler l'interférence inter-symbole générée par le phénomène multi-trajets, un buffer avec un traitement spécifique ont été utilisés.

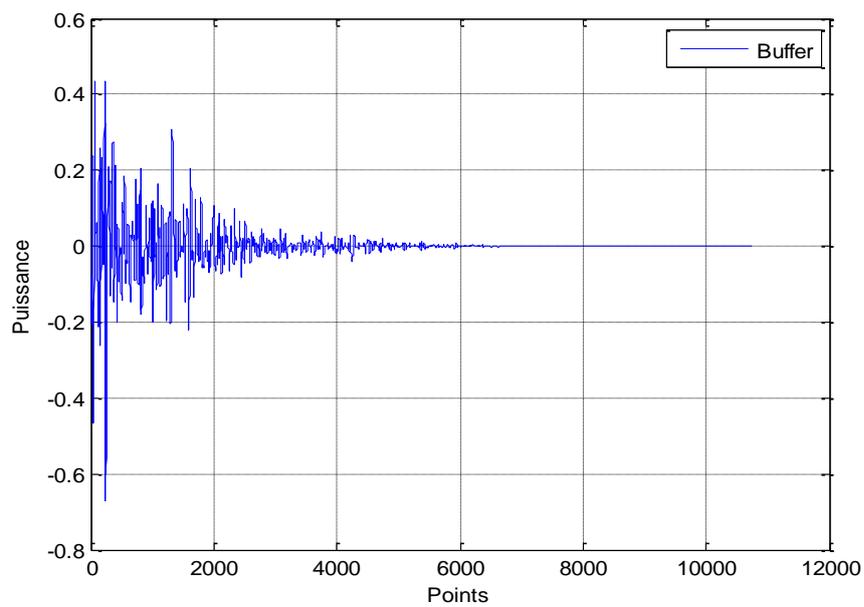


Figure 4.10 : Buffer représentant les interférences apportées par le canal.

Du côté de la réception, des traitements duaux de l'émission ont été effectués

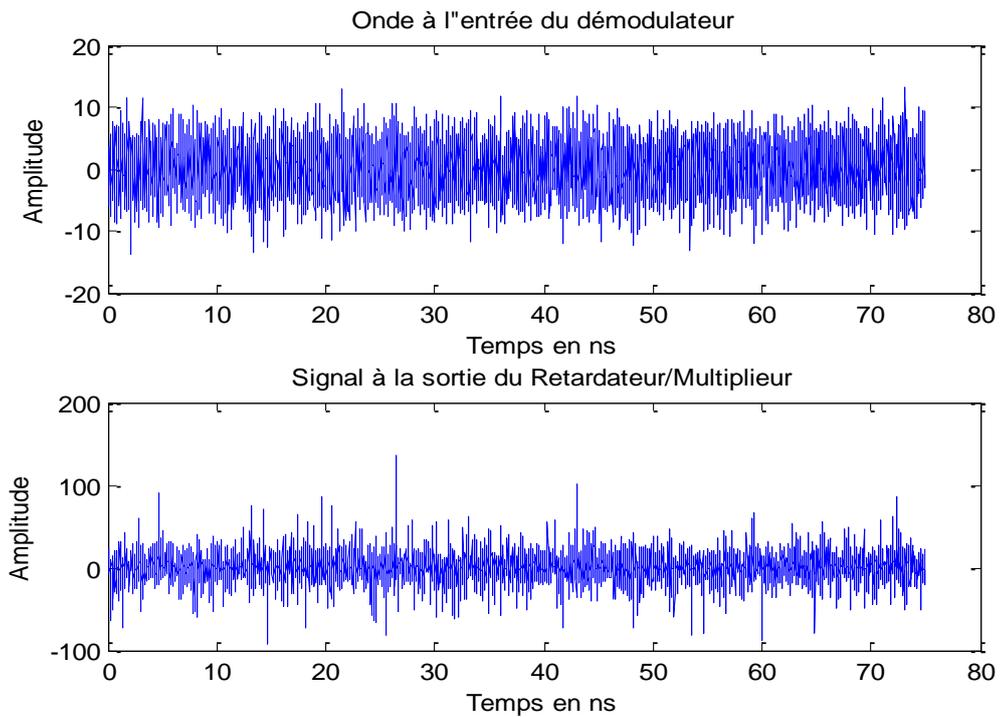


Figure 4.11 : Onde à l'entrée et à la sortie du multiplicateur/retardateur.

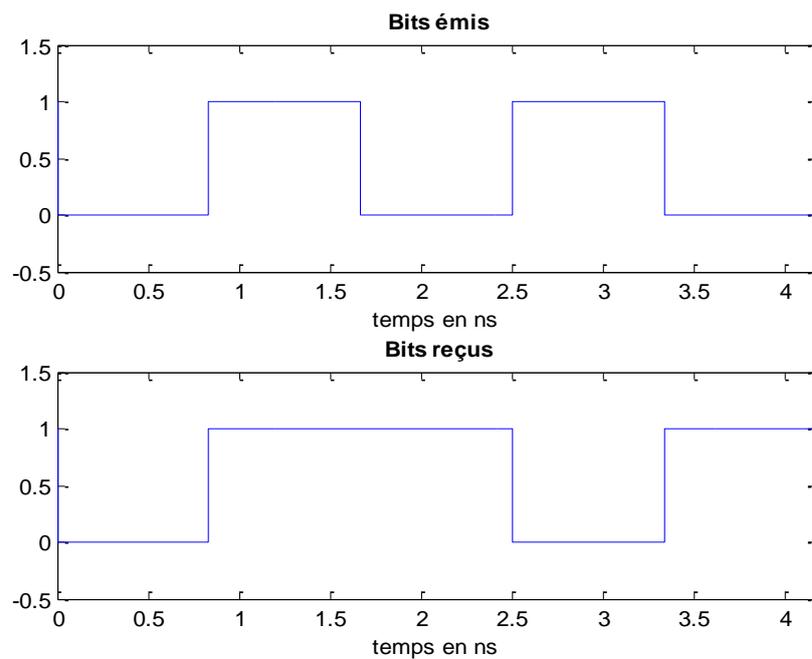


Figure 4.12: Bits émis / Bits reçus.

b Résultats pour le CM4

Ci-dessous les différents résultats obtenus pour le CM4 :

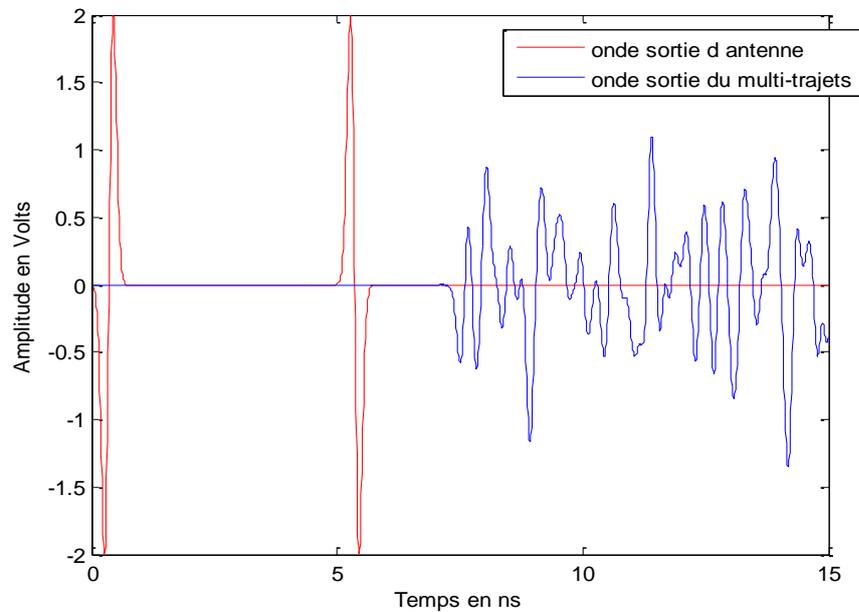


Figure 4.13 : Convolution du premier dans le canal.

On constate l'absence du trajet direct et présence seulement des trajets dû au canal.

La figure ci-dessous représente le passage de la séquence complète à travers le canal.

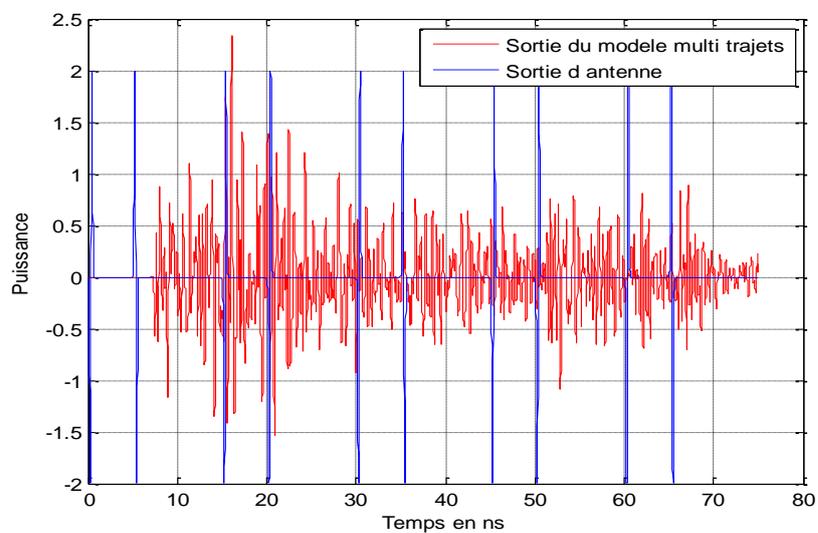


Figure 4.14 : Passage de la séquence entière à travers le canal.

L'effet du buffer donc des interférences entre symboles dans le CM4 est plus important que dans le CM1 et cela est dû à la grande présence de trajets multiples, comme le montre la figure ci-dessous :

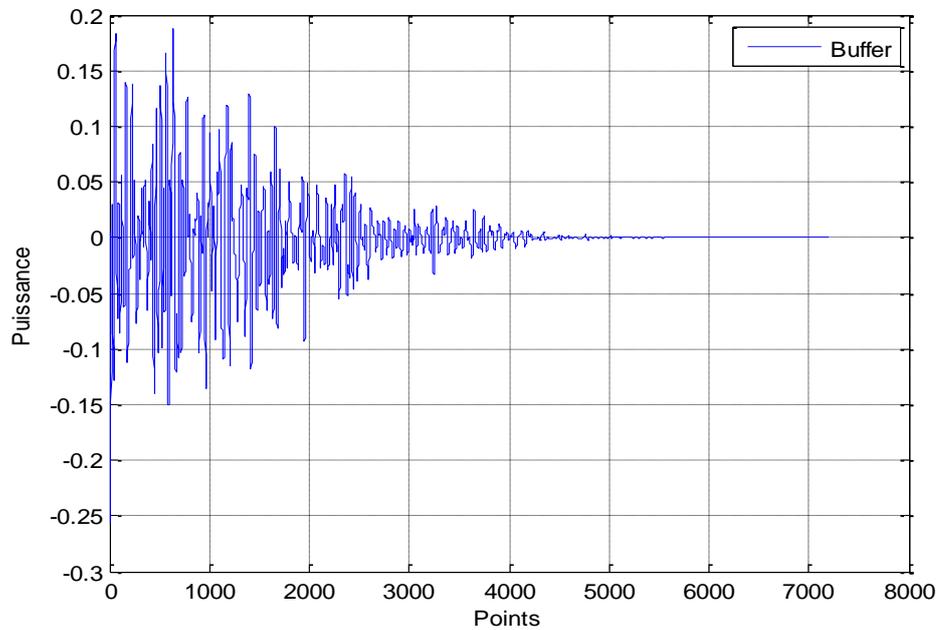


Figure 4.15 : Buffer représentant les interférences apportées par le canal.

Du côté de la réception, les résultats suivants ont été obtenus :

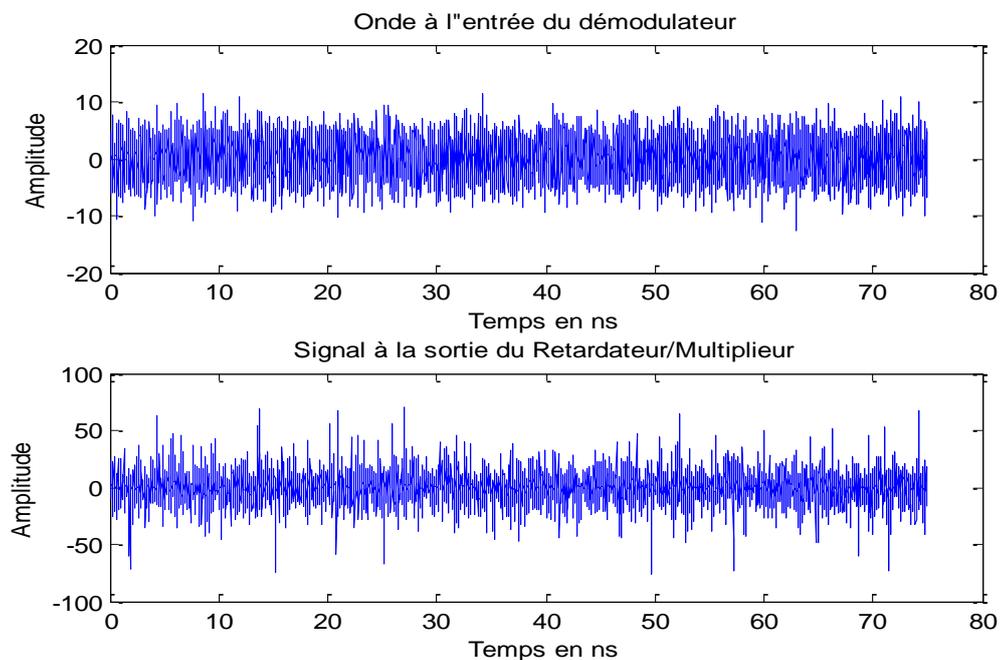


Figure 4.16 : Onde à l'entrée et à la sortie du multiplicateur/retardateur.

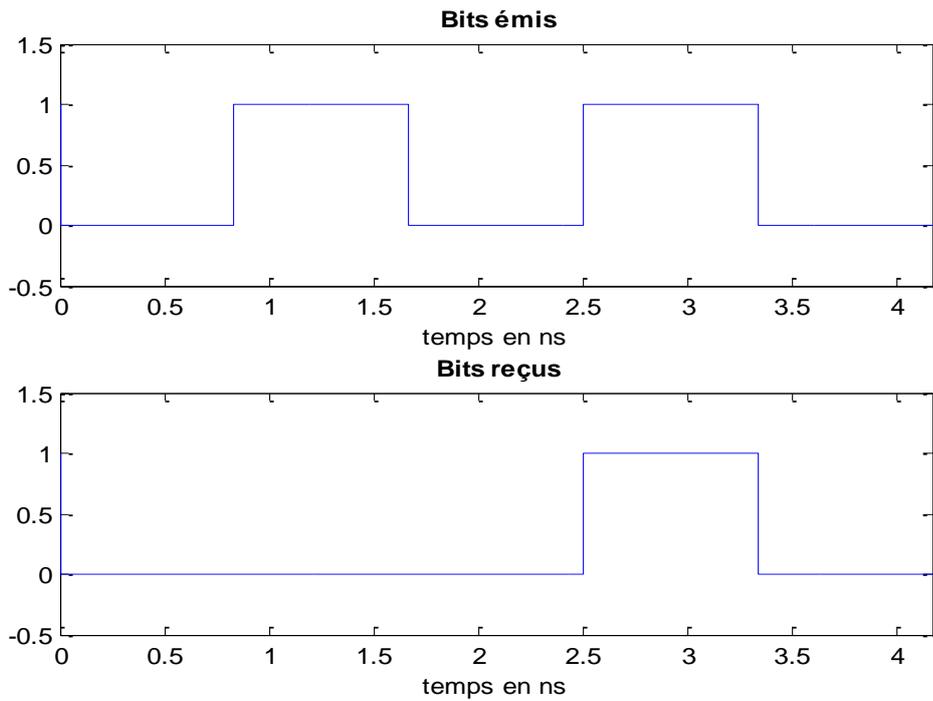


Figure 4.17 : Bits émis / Bits reçus.

4.2.4 Evaluation des performances en termes de TEB

Ceci étant, les performances du système de communication en termes de TEB pour les différentes formes d'ondes et ce sur 1000bits.

- a** *L'effet de l'antenne d'émission n'est pas pris en compte et son gain est unitaire*

Les courbes du TEB en termes de SNR obtenues dans le canal CM1 sont représentées ci-dessous :

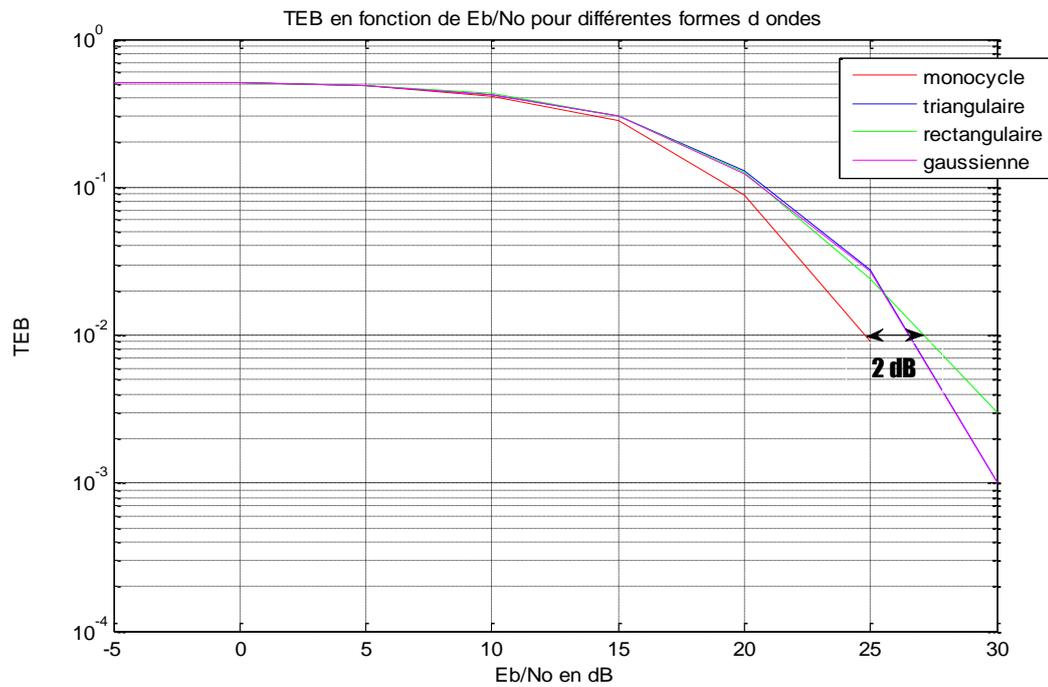


Figure 4.18 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes formes d'ondes.

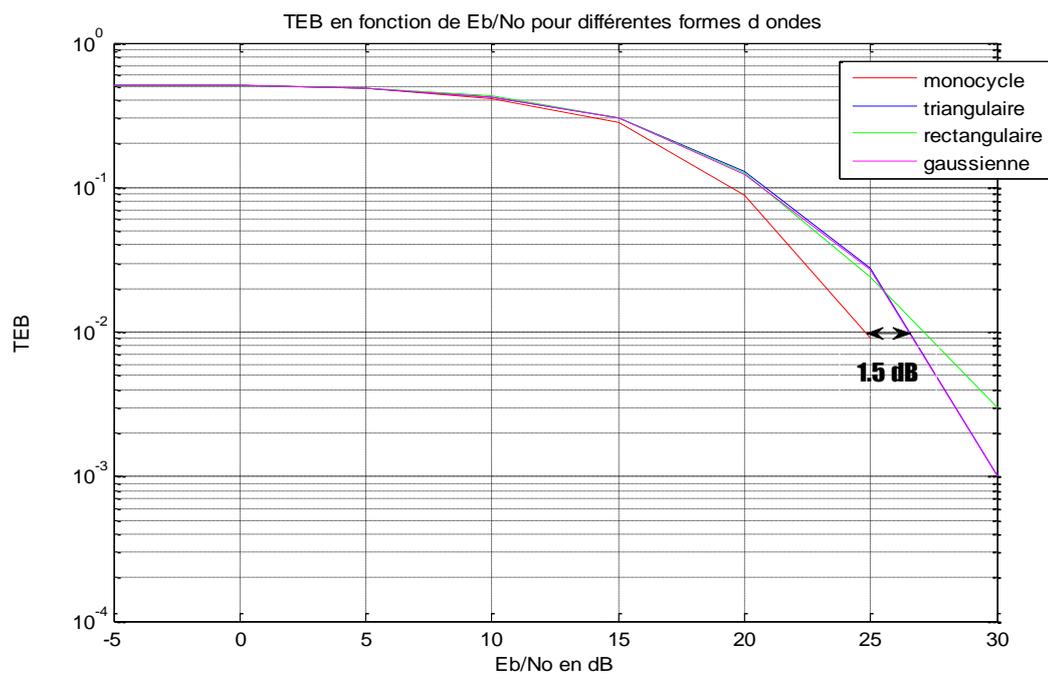


Figure 4.19 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes formes d'ondes.

Nous remarquons que généralement le monocycle Gaussien exhibe la meilleure performance. Par exemple pour un TEB de l'ordre de 10^{-2} , le monocycle gaussien offre un gain de 2dB en termes de SNR par rapport à l'impulsion rectangulaire et de 1.5 dB par rapport à l'impulsion triangulaire et l'impulsion gaussienne.

La courbe du TEB obtenue dans le cas du canal CM4 est représentée ci-dessous :

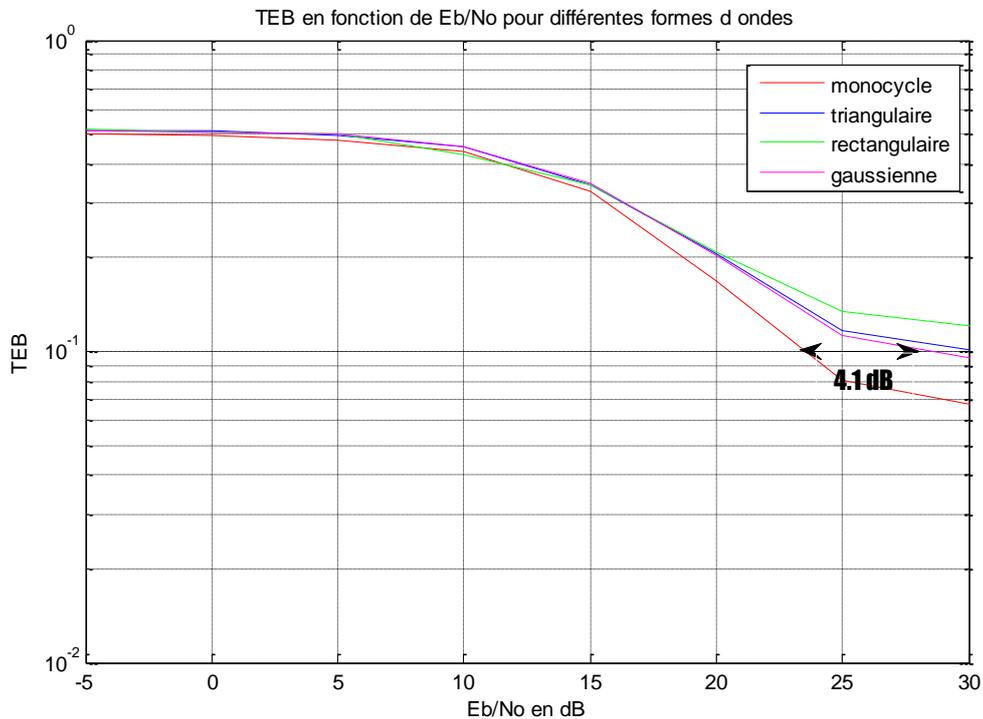


Figure 4.20 : TEB en fonction de Eb/No pour différentes formes d'ondes.

A partir de cette courbe il est clair que la performance du système quelque soit le type de la forme d'onde dans le canal CM1 est meilleure que dans le cas du canal CM4. Cela est du à la présence du LOS dans le cas du CM1. Encore une fois le monocycle Gaussien présente la meilleure fiabilité à la réception. Par exemple pour un TEB de l'ordre de 10^{-1} , le monocycle gaussien offre un gain d'énergie de 4.1 dB par rapport à l'impulsion gaussienne.

b L'effet de l'antenne est pris en compte et son gain est égal à 2

La courbe obtenue dans ce cas-ci pour une communication à travers le canal dont le modèle est CM1 est la suivante :

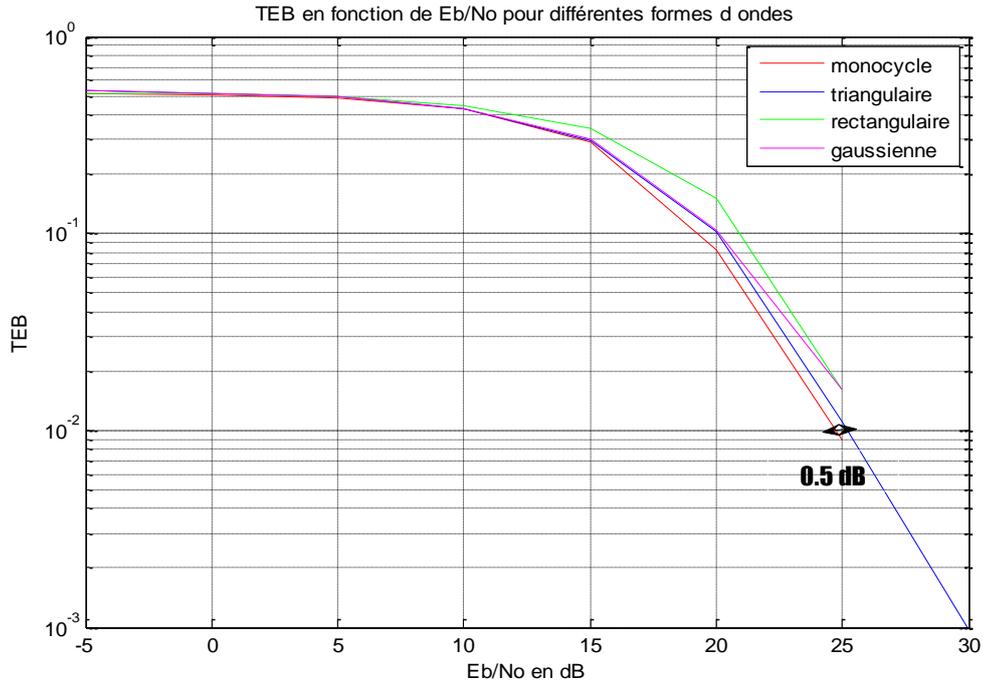


Figure 4.21 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes formes d'ondes.

Le gain d'énergie du monocycle par rapport à l'impulsion triangulaire est passé de 1.5 dB à 0.5 dB soit une perte d'énergie de 1dB. Cela est du à l'effet de l'antenne d'émission qui dégrade le signal même si cet effet est limité.

La courbe obtenue pour le CM4 est la suivante :

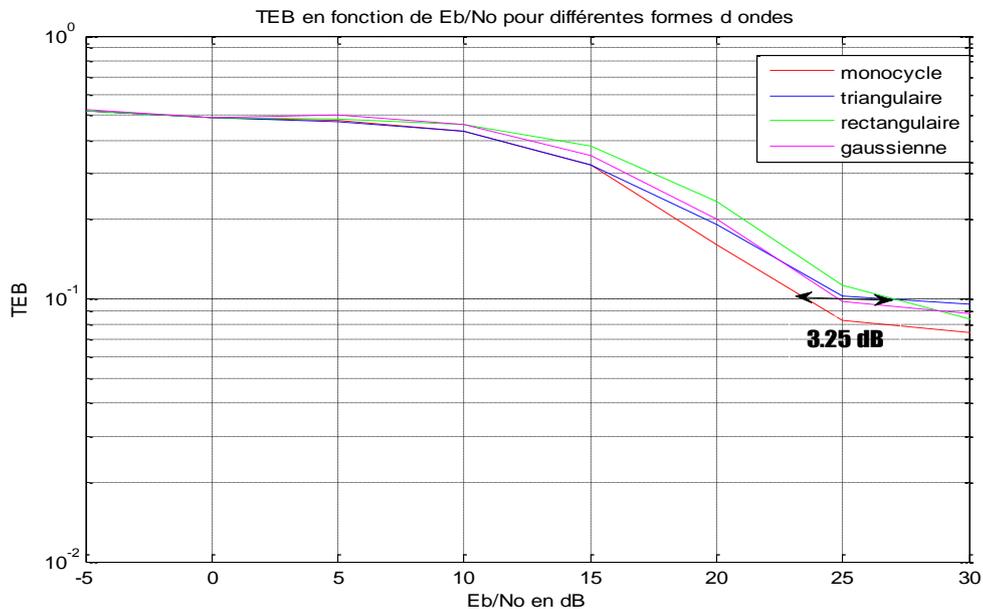


Figure 4.22 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes formes d'ondes.

Le gain obtenu des autres formes d'ondes relativement à la monocycle Gaussienne par rapport au cas où des antennes omnidirectionnelles sont adoptées est réduit puisqu'évalué a seulement 0.85 dB. En effet la directivité des antennes n'est pas désirée en présence de composantes multi-trajets seulement, tel que dans le cas du canal de type CM4, puisqu'elle empêche de les capter.

Afin de mieux percevoir l'effet de l'antenne d'émission, la courbe ci-dessous compare les performances en termes de TEB entre le système incorporant l'effet de l'antenne d'émission et celui ne considérant pas leur effet dans le cas du monocycle gaussien. Le choix de l'impulsion monocycle se justifie par le fait qu'elle montre les meilleures performances en termes de TEB par rapport aux autres formes d'ondes.

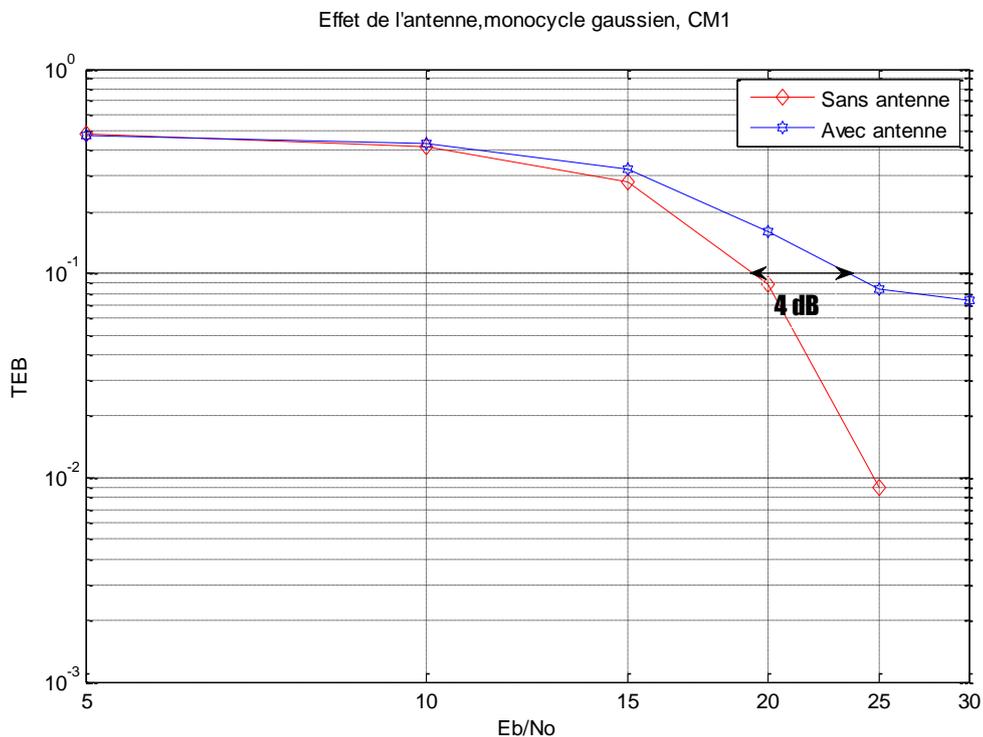


Figure 4.23 : la comparaison de performances entre le système implémentant des antennes d'émission et celui sans antennes.

A partir de cette courbe on note que pour un TEB de l'ordre de 10⁻¹, une perte de 4 dB en SNR est enregistrée entre le système implémentant des antennes d'émission et

celui sans antennes. Autrement dit si un certain niveau de puissance est requis, il faudra penser à compenser le 4 dB en puissance dissipée à cause de l'effet des antennes d'émission.

c Conclusion

Nous avons remarqué dans la première partie de ce chapitre que les performances du système utilisant le monocycle gaussien comme forme d'onde sont nettement meilleures.

Le monocycle gaussien reste celui qui offre les meilleures performances en termes de TEB suivi de l'impulsion triangulaire, la gaussienne et enfin l'impulsion rectangulaire. Nous avons aussi vu que les performances du système implémentant les effets de l'antenne d'émission se dégradent à cause de la perte d'une partie de l'énergie, et qu'une compensation de celle-ci était nécessaire.

4.3 Communication en présence d'utilisateurs multiples

Dans cette partie il est question de l'implémentation de deux systèmes ULB dans le cas multi-utilisateurs, le premier utilisant la technique CDMA classique et le second utilisant les polynômes orthogonaux plus précisément ceux de Gegenbauer.

Les courbes ci-dessous représentent les performances du système ULB à base de la technique CDMA en présence d'utilisateurs multiples dans le canal CM1 à visibilité directe ou LOS (« Line Of Sight »), donc lorsque la distance émetteur-récepteur est comprise entre 0 et 4 m. Nous pouvons constater que lorsque le nombre d'utilisateurs augmente, une dégradation significative des performances est notée.

L'utilisation des polynômes de Gegenbauer à la place des codes CDMA offre une meilleure robustesse à l'augmentation de l'interférence multi-utilisateurs. Cependant il a été remarqué que ces polynômes ne permettent de supporter qu'un nombre limité d'utilisateurs.

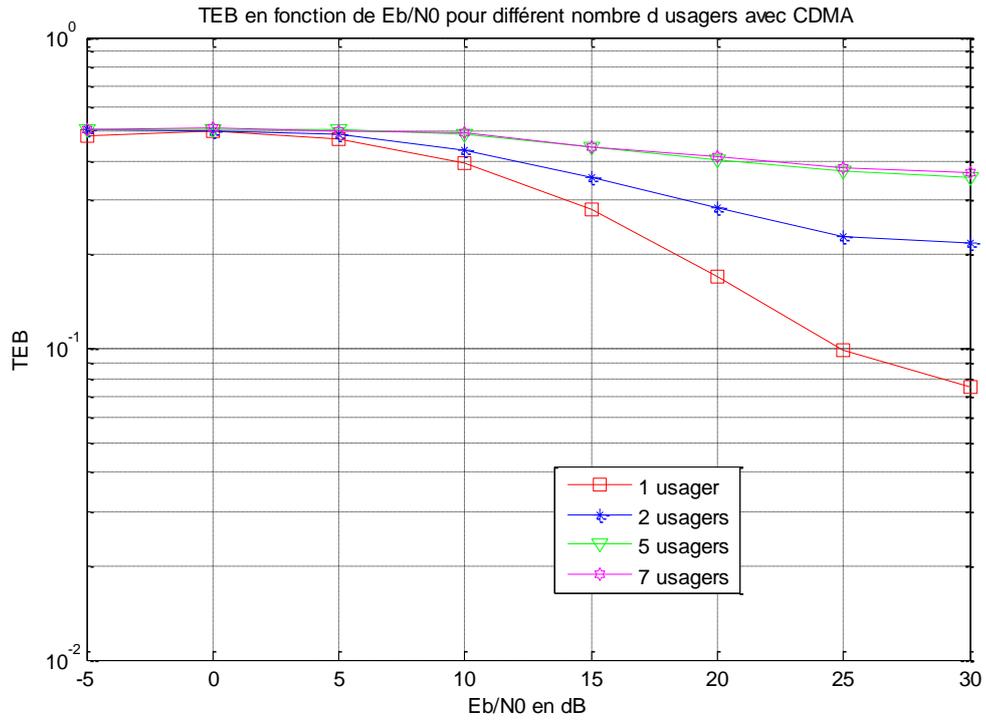


Figure 4.24 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différent nombre d'usagers avec CDMA.

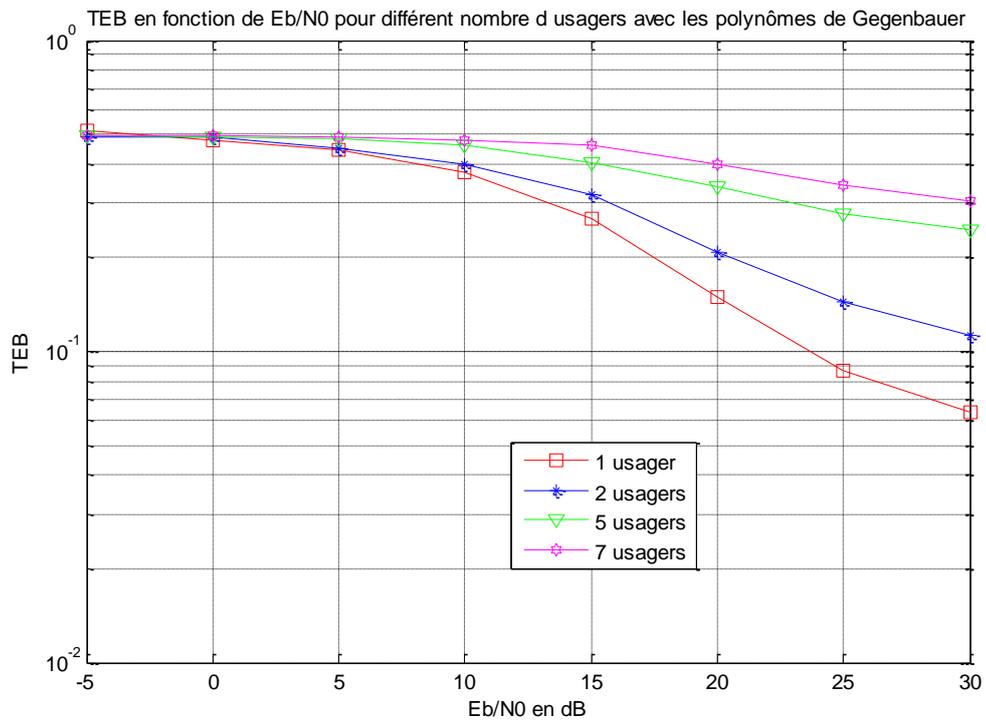


Figure 4.25 : TEB en fonction de E_b/N_0 pour différent nombre d'usagers avec les polynômes de Gegenbauer.

Le tableau ci-dessous regroupe les valeurs du TEB pour un rapport signal à bruit « $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ » pour différents nombre d'usagers :

Nombre d'usager(s)	TEB (en utilisant CDMA)	TEB (en utilisant Gegenbauer)
1 usager	0.3950	0.3760
2 usagers	0.4360	0.3980
5 usagers	0.4880	0.4620
7 usagers	0.4950	0.4760

Tableau 4.1 : Valeurs du TEB pour différent nombre d'usagers.

Les TEB restent tout de même significatifs car le phénomène multi-trajets est inhérent et doit être combattu par l'insertion de l'architecture RAKE ou une architecture similaire.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, les performances des systèmes de communication ULB en présence d'un seul usager ont été évaluées avec différentes formes d'onde et il en est ressorti que la forme d'onde qui offrait les meilleures performances en termes de TEB était le monocycle gaussien. Dans un second lieu les performances entre deux systèmes ULB multi-usagers ont été investiguées, le premier utilisant les codes CDMA et le second les polynômes orthogonaux de Gegenbauer. Il a été montré que les polynômes de Gegenbauer offraient de meilleures performances par rapport aux codes classiques CDMA vis-à-vis de l'interférence multi-usagers. Cela dit ces performances restent limitées à cause de la présence de l'évanouissement multi-trajets et un étage pour la mitigation de celui-ci doit être incorporé.

Conclusion générale

L'objectif que nous nous sommes donnés au début se décompose en deux parties, la première étant de modéliser une chaîne réaliste basée sur la technologie ULB puis d'évaluer ces performances pour différentes formes d'ondes et types de modulation. La deuxième portant sur la comparaison entre deux systèmes multi-utilisateurs, l'un à base de la technique classique CDMA et l'autre utilisant les polynômes de Geguenbauer qui ont été peu étudiés vu le manque de temps.

Nous avons vérifié que le monocycle gaussien est celui qui offre les meilleures performances en termes de TEB par rapport aux autres formes d'onde.

D'autre part, les systèmes utilisant les polynômes orthogonaux, plus précisément ceux de Geguenbauer, permettent une meilleure fiabilité des signaux reçus par rapport aux systèmes utilisant les codes classiques CDMA. Cependant, le nombre d'utilisateurs qu'ils permettent de supporter est inférieur à ceux offerts par les systèmes CDMA classiques.

Ce travail était le premier entrepris au sein du CDTA dans ce contexte. Il est dans les perspectives d'améliorer la qualité de la réception en exploitant en plus du trajet direct les trajets multiples via un récepteur de type Rake ou similaire. Il est également planifié d'utiliser plus d'une antenne d'émission et de réception afin de tirer pleinement profit de la diversité spatiale. Ce projet a porté sur les canaux ULB normalisés d'IEEE, il est dans les plans d'étendre cette étude aux cas des canaux de transports en commun et aux canaux sous-terrains.

Enfin sur le plan technique, nous avons acquis une certaine maîtrise et aisance dans l'utilisation de Matlab et de la programmation en général. Ce mémoire constitue une expérience de la vie et a dans ce sens été enrichissante sur le plan humain.

Bibliographie

- [1] H. Nikookar, R. Prasad : 'Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications', Signals and Communication Technology, DOI 10.1007/978-1-4020-6633-7_9, ©Springer Science+Business Media B.V. 2009.
- [2] Michel Terré : 'UWB', Cours du Conservatoire National des Arts et Métiers, Novembre 2006.
- [3] LAMARI Abdellah : ' Conception et Modélisation d'un système de communication Multi-Utilisateurs basé sur la technique Ultra Large Bande', Thèse de doctorat, UNIVERSITE DE VALENCIENNES ET DU HAINAUT CAMBRESIS, Janvier 2007.
- [4] Hassan GHANNOUM : ' Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain ', Thèse de doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications Paris, Décembre 2006.
- [5] Yvan DUROC : ' CONTRIBUTION AU DEVELOPPEMENT DE MODELES ORIENTES SYSTEME POUR LES ANTENNES DES COMMUNICATIONS ULTRA LARGE BANDE ', Thèse de doctorat, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE, Avril 2007.
- [6] Maria-Gabriella Di Benedetto, Thomas Kaiser, Andreas F. Molisch, Ian Oppermann, Christian Politano, and Domenico Porcino: ' UWB Communication Systems', © Hindawi Publishing Corporation , EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications, Volume 5, 2006.
- [7] Ghendir Said : ' Estimation du canal radio pour les systèmes ultra large bande', Thèse de magister, Ecole militaire polytechnique, Janvier 2009.
- [8] Martial COULON : 'ULTRA WIDE BAND', Cours de 3^{ème} année Télécom & Réseaux-option mobilité-ENSEEIH, 2007-2008.
- [9] Hüseyin Arslan, Zhi Ning Chen & Maria-Gabriella Di Benedetto: ' ULTRA WIDEBAND WIRELESS COMMUNICATION', Copyright©John Wiley & Sons, Inc, 2006.

- [10] Ghobad Heidari: 'WiMedia UWB TECHNOLOGY OF CHOICE FOR WIRELESS USB AND BLUETOOTH', ©John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [11] Pascal Pagani : ' Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande ', Thèse de doctorat, l'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE RENNES, Novembre 2005.
- [12] Emeric GUÉGUEN : ' Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multi-bandes OFDM ', Thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Janvier 2009.
- [13] Mazen YOUSSEF : ' Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA', Thèse de doctorat, Ecole Doctorale IAEM – Lorraine, Juin 2009.
- [14] AARON CHONG: ' Analysis of Code Division Multiple Access system', The University of Queensland, October 2001.
- [15] Louis-Marie AUBERT : 'Mise en place d'une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunications hauts débits UWB ', Thèse de doctorat, l'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE RENNES, Novembre 2005.
- [16] Faten SALEM BAHRI : ' CONTRIBUTION À L'ÉTUDE DES SYSTÈMES ULTRA WIDEBAND DIFFÉRENTIELS ', Thèse de doctorat, l'ÉCOLE NATIONALE D'INGÉNIEURS DE TUNIS en co-tutelle avec L'ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS DE BRETAGNE, Mai 2009.
- [17] Brian L.Evans: ' Interpolation and pulse shaping ', courses, The university of Texas at Austin, 2012.
- [18] Michel Terré : 'Communication en Ultra Large Bande UWB ', Séminaire CNFRS/URSI.
- [19] Nicolas FORTINO : ' Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsions ', Thèse de doctorat, UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS UFR SCIENCES Ecole Doctorale des Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication, Février 2006.
- [20] A.Saleh and Velenzuela: 'A statistical model for indoor multipath propagation', IEEE journal on selected areas in communications,vol, SAC-5,n°2,pp.128-137,Feb 1987.

[21] Samuel Dubouloz, «Développement d'Architectures Avancées pour Communications Ultra Large Bande (UWB) dans des Applications Bas Débit », Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieure des télécommunications,Paris, Juin 2008.