



Université de Lorraine



Ecole Marocaine des Sciences de l'Ingénieur

Filière : Réseaux et Télécommunications

Projet de Fin d'Etudes

Pour l'Obtention Du Diplôme Master 2 RSEE & Ingénieur Réseaux et Télécommunications

Réalisé au sein du : Laboratoire Interface Capteurs et Microélectroniques (LICM)



SUJET

Etude et conception d'un Emetteur / Récepteur UWB-IR

Réalisé par : M. Anas HANAF

Encadrés par :

- Dr. Camille DIOU
- Dr. Rachid SAADANE

Année Universitaire : 2011 / 2012

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Mes parents Nul mot ne peut exprimer ma gratitude envers eux, je l'ai dit une fois dans le temps, je la répéterai toujours avec la même conviction.

A mon Frère pour son énorme soutien et ses encouragements

A tous les membres de ma famille pour leur soutien et leur affection.

A tous mes amis en honneur à la grande amitié qui nous unit, aux souvenirs et moments agréables passés ensemble.

À tous je vous dis que ce modeste travail soit une guise de reconnaissance pour votre estime et votre soutien.

Anas

Remerciements

Ces travaux de recherche se sont effectués en collaboration avec le [Laboratoire Interface Capteurs Microélectronique \(LICM\)](#) et l'[Ecole Marocaine des Sciences de l'Ingénieur \(EMSI\)](#). Je tiens à remercier ces deux organismes pour m'avoir offert l'opportunité d'effectuer ce stage recherche dans un contexte très favorable.

Je tiens en premier lieu à remercier [M. Abbas DANDACHE](#), professeur à l'université de Lorraine et directeur du Laboratoire Interface Capteurs Microélectronique (LICM), de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire. Qu'il trouve dans ces quelques lignes ma profonde sympathie et toute ma reconnaissance.

Toute ma gratitude va à [Dr. Camille DIOU](#), Maître de conférences à l'université de Lorraine, qui a su diriger ce travail de stage avec compétence et intérêt. J'ai pu au cours de ces quatre mois profiter de ses conseils avisés et apprécier ses qualités tant scientifiques qu'humaines.

J'exprime ma profonde gratitude aux membres du laboratoire LICM pour l'ambiance chaleureuse qui y règne, particulièrement [M Philippe JEAN](#), [M. Frédéric LECERF](#) et [M. Lucas CICEIRO](#) pour leur soutien continu, leurs encouragements et les bons moments qu'on s'est partagé tout au long de ce stage.

Je tiens à remercier [M. Rachid SAADANE](#) pour avoir accepté d'être mon encadrant de l'EMSI pour ses conseils et sa disponibilité

Je remercie [M. Mohamed TABAA](#) Responsable du Master RSEE à l'EMSI pour ses conseils très pertinents

Je remercie également [M. ALAMI](#) et [Madame EL FILALI](#) pour leur soutien et leur encouragement.

Je tiens à exprimer ma plus vive reconnaissance aux thésards et personnel du Laboratoire pour leurs grandes qualités humaines et le soutien qu'ils m'ont constamment apporté pendant mon séjour en France.

Je remercie également les membres de jury d'avoir accepté de juger mon travail.

Enfin, je réserve une reconnaissance particulière à mes parents, qui m'ont encouragée à entreprendre ce chemin, ainsi que mon frère pour leur compréhension et leur soutien. C'est une grande joie de leur offrir le résultat de mon travail.

Résumé

Les réseaux de capteurs constituent un sujet en plein essor au sein de la communauté scientifique des réseaux sans fil. Ces réseaux visent des applications diverses allant du secteur médical au sport et multimédia. Ils sont contraints à certaines exigences en termes de flexibilité, du débit, faible consommation, faible puissance...

La radio impulsionnelle Ultra Large Bande (UWB-IR), de part ses caractéristiques, est une très bonne candidate pour servir de base à la couche physique des réseaux de capteurs.

Nous avons développé une chaîne de communication basée sur l'UWB-IR. Cette chaîne comprend un générateur d'impulsions monocycles et un détecteur d'énergie à diode (réception non cohérente). Pour tester et valider cette chaîne de communication, nous avons étudié les différentes méthodes pour générer des impulsions UWB-IR et nous avons réalisé un prototype nous permettant de faire les mesures pour la validation finale. Les simulations sont réalisées avec le logiciel LTspice, les mesures avec l'analyseur de réseaux du laboratoire et la conception des circuits avec le logiciel KICAD.

Mots clés : Réseaux de capteurs, UWB-IR, récepteur non cohérent, détection d'énergie, générateur d'impulsions monocycles.

Table des matières

Dédicace.....	2
Remerciements	3
Résumé.....	4
Table des matières	5
Table des figures	9
Acronymes	11
Introduction	13
Chapitre 1 Présentation générale	15
I. Cadre du travail	15
II. Présentation de l'organisme d'accueil	15
1. Présentation du laboratoire LICM (laboratoire interface capteurs et microélectronique).	15
2. Organisation.....	16
3. Thématiques de recherche	17
III. Conclusion	17
Chapitre 2 Technologie UWB – Un état de l'art.....	18
I. Introduction.....	18
II. Historique et origines.....	18
1. Les années 70 : Le Radar, origine de la radio impulsionnelle	18
2. Les années 90 : Le virage de la communication.....	19
3. 2002 : Publication de la réglementation américaine	19
3.1. Etudes d'interférences.....	20
3.2. Le masque d'émission UWB de la FCC.....	21
3.3. La situation en Europe.....	23
3.4. Impact de la position FCC sur l'industrie.....	24
4. 2003 : Le début de la normalisation du très haut débit	24
4.1. Pourquoi le très haut débit?.....	24

4.2. La normalisation à l'IEEE 802.15.3a.....	25
5. 2004 : La radio impulsionnelle se focalise sur le bas débit	26
III. Pourquoi l'UWB ?	26
IV. Conclusion	27
Chapitre 3 Modèle impulsionnelle : Méthodes de génération des ondes impulsionnelles UWB-IR.....	28
I. Introduction.....	28
II. La fonction sinus cardinal.....	28
III. La gaussienne et ses dérivées.....	29
1. La fonction gaussienne.....	29
2. La dérivée de la fonction gaussienne.....	31
3. Combinaison linéaire de la fonction gaussienne et de ses dérivées.....	33
IV. Méthodes de génération des ondes UWB.....	33
1. Génération d'impulsion à effet avalanche.....	33
2. Génération d'impulsion à effet tunnel.....	34
3. Génération d'impulsion à diode SRD.....	35
4. Générateur d'impulsion à filtre réjecteur et oscillateur.....	38
5. Générateur d'impulsion à filtre passe-bande avec réjecteur et oscillateur.....	43
6. Solution retenue pour la réalisation du générateur d'impulsions UWB-IR.....	45
7. Conclusion.....	49
Chapitre 4 Canal UWB	50
I. Introduction.....	50
II. Propagation.....	50
1.Généralités.....	50
1.1Transmission (réfraction).....	50
1.2Réflexion.....	51

1.3	Diffraction.....	51
2.	Pertes de propagation (Path Loss).....	52
2.1	Espace libre.....	52
2.2	Environnement multitrajets.....	53
III.	Bilan de liaison.....	54
IV.	Modélisation du canal UWB.....	54
1.	Sondage du canal UWB.....	54
2.	Modèles IEEE 802.15.3a.....	55
3.	Modèles IEEE 802.15.4a.....	56
V.	Etude du comportement du canal UWB dans le cas du LOS et du NLOS basé sur des mesures	56
VI.	Conclusion.....	59
Chapitre 5	Récepteurs UWB-IR.....	60
1.	Modulations associées à l'UWB-IR	60
	Modulation par la position de l'impulsion (PPM).....	60
	Modulation tout ou rien (OOK)	61
	Modulation à deux états de phase (BPSK).....	62
2.	Architectures de réception.....	63
2.1.	Architecture cohérente.....	63
2.2.	Architecture différentielle.....	64
2.3.	Architecture non-cohérente.....	65
3.	Choix du récepteur non-cohérent à détection d'énergie.....	66
4.	Le démonstrateur.....	69
5.	Conclusion.....	70
	Conclusion générale.....	71
	Bibliographies.....	72
	Annexe.....	75

Table des figures

Fig 1 - Masques de puissance adoptés par la FCC pour les dispositifs UWB.....	21
Fig 2 - Masque d'émission UWB de l'ECC.....	23
Fig 3 - Forme d'onde et spectre du sinus cardinal.....	27
Fig 4 - Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de sinus cardinal pour le masque FCC.....	28
Fig 5 - Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de sinus cardinal	28
Fig 6 - La fonction gaussienne ($\mu = 0$ et $\sigma = 1$).....	29
Fig 7 - L'impulsion gaussienne ($A = 1$ et $\tau = 200\text{ps}$).....	30
Fig 8 - Spectre de l'impulsion gaussienne ($A = 1$ et $\tau = 200\text{ps}$).....	31
Fig 9 - Formes d'onde et spectres des dérivées de l'impulsion gaussienne ($\tau = 200\text{ps}$).....	31
Fig 10 - Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de dérivées de l'impulsion gaussienne ($\tau = 200\text{ps}$).....	32
Fig 11 - Générateur d'impulsions à effet avalanche.....	33
Fig 12 - Caractéristique $I = f(V)$ d'une diode à effet tunnel (source : M-pulse Microwave).....	34
Fig 13 - Générateur d'impulsions à effet tunnel (source : [17]).....	34
Fig 14 - Générateur de front raide à diode SRD.....	35
Fig 15 - Chronogramme d'un générateur de front raide à diode SRD.....	35
Fig 16 - Générateur de front raide à diode SRD et transistor FET.....	36
Fig 17 - Générateur de front raide à diode SRD.....	36
Fig 18 - Générateur de front raide à deux diodes SRD.....	37
Fig 19 - Résultats de simulation du montage à ligne artificielle.....	38
Fig 20 - Schéma de principe du générateur d'impulsions à filtre réjecteur.....	38
Fig 21 - Circuit du générateur d'impulsions à filtre réjecteur.....	39
Fig 22 - Forme d'onde temporelle.....	39
Fig 23 - spectre de l'impulsion.....	40
Fig 24-1 - Filtre passe-haut du cinquième ordre.....	41
Fig 24-2 - Spectre pour générateur avec réjecteur et filtre passe-haut.....	41
Fig 25 - Générateur à oscillateur et filtre passe-bande.....	42
Fig 26 - Impulsion produite.....	43
Fig 27 - Spectre de l'impulsion.....	43
Fig 28 - Bloc du générateur d'impulsions monocycles.....	44
Fig 29 - Schéma électronique du générateur d'impulsions monocycles (Sous LTspice 4).....	44
Fig 30 - Circuit du générateur d'impulsions monocycles.....	45

Fig 31 – Signal d’entrée et de sortie (Oscilloscope).....	46
Fig 32 – Spectre de l’impulsion monocycle à la sortie du circuit (fréquence entre 0 MHz et 10 MHz).....	46
Fig 33 – Signal d’entrée et de sortie (Oscilloscope).....	47
Fig 34 – Spectre de l’impulsion monocycle à la sortie du circuit (fréquence entre 0 MHz et 20 MHz).....	47
Fig 35 – Différents types de contributions pour les trajets multiples.....	50
Fig 36.1 – Canal avec visibilité directe avec 100 trajets.....	56
Fig 36.2 – Canal sans visibilité directe avec 100 trajets.....	56
Fig 37 – Canal avec visibilité directe avec 200 trajets.....	57
Fig 38 – Canal sans visibilité directe avec 100 trajets.....	57
Fig 39 – Séquence d’impulsions modulée en PPM à 2, 4 et 8 états.....	60
Fig 40 – Modulation OOK.....	60
Fig 41 – Séquence d’impulsions modulée en BPSK.....	61
Fig 42 – Structure d’un récepteur UWB-IR cohérent.....	62
Fig 43 – Structure d’un récepteur UWB-IR différentiel.....	63
Fig 44 – Structure d’un récepteur UWB-IR non-cohérent.....	64
Fig 45 – Schéma bloc du détecteur d’énergie à diode.....	65
Fig 46 – Circuit du détecteur de puissance RF à diode.....	66
Fig 47 – Schéma électronique du détecteur d’énergie à diode.....	67
Fig 48 – Circuit du détecteur d’énergie à diode (LICM 2012).....	67
Fig 49 – Signal en jaune : l’impulsion monocycle à l’entrée du récepteur, signal en bleu : Détection d’énergie de l’impulsion.....	68
Fig 50 – Le démonstrateur (LICM 2012).....	68
Fig 51 – Circuit imprimé du générateur d’impulsions (Composants RF) sous KICAD.....	74
Fig 52 – Circuit imprimé du détecteur d’énergie à diode.....	74
Fig 53 – Paramètres de l’antenne VIVALDI.....	75
Fig 54 –Typon Antenne VIVALDI.....	75

Liste des tableaux

Tab .1. Gabarits de puissance en indoor.....	21
Tab .2. Gabarits de puissance en extérieur.....	21
Tab.3. Paramètres caractéristiques des modèles de canaux IEEE 802.15.3a.....	55

Acronymes

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
FCC	Federal Communications Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
QoS	Quality Of Service
OOK	On/Off Key
PPM	Pulse Position Modulation
RCSF	Réseau de Capteurs Sans Fil
RTL	Register Transfer Level
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WSN	Wireless Sensor Network

Introduction

Les deux dernières décennies ont vu l'explosion de la demande du grand public pour les communications sans fil. L'histoire de la radio-téléphonie, du Radiocom2000 à l'UMTS, est un exemple de la façon dont, à travers l'évolution des techniques radios, l'offre a pu passer de la voix analogique en mode circuit à la commutation de paquets IP : chaque évolution technologique a trouvé sa place dans le système pour offrir plus de débit, plus de couverture, plus de facilité d'utilisation à des utilisateurs de plus en plus nombreux.

La radio impulsionnelle ne s'inscrit pas dans ce schéma. Issue du monde du radar et de la recherche militaire, la technologie de la radio impulsionnelle ultra large bande est arrivée discrètement à la connaissance du monde civil dans la seconde moitié des années 1990. Elle promettait alors de changer la façon de faire de la radio : l'abandon du principe de modulation d'une porteuse analogique au profit d'impulsions constitue le changement le plus radical qu'ait connu l'art de la radiocommunication depuis l'invention du récepteur à mélangeur.

Le concept de radio impulsionnelle (IR : Impulse Radio) ultra large bande (UWB) est dual dans le domaine fréquentiel de celui de la radio bande étroite dans le domaine temporel : en radio bande étroite, l'émission est permanente, mais sur une petite fraction du spectre. En radio impulsionnelle, l'émission ne se fait qu'une petite partie du temps, mais sur une très grande partie du spectre.

La radio impulsionnelle devait apporter de multiples bienfaits tels que la possibilité de réutiliser du spectre sans perturber les utilisateurs en place, d'atteindre facilement des débits de plusieurs centaines de Mbit/s avec une consommation électrique très faible. Par ailleurs, la grande largeur de bande du signal UWB-IR devait garantir une bonne immunité contre les effets des trajets multiples et laissait entrevoir pour la première fois la possibilité d'atteindre une précision de géolocalisation submétrique. Tous ces points forts devaient permettre à la radio impulsionnelle de rendre de grands services dans des champs d'applications très variés.

Tant de promesses qui, conjuguées à la jeunesse de la technologie et à l'audace de l'idée, soulèvent autant d'enthousiasme que de circonspection. C'est cet état d'incertitude qui a motivé cette étude dont le but est de mieux cerner le potentiel de la radio impulsionnelle.

Ce rapport est organisé sur cinq chapitres :

Le premier chapitre est une présentation du projet, ainsi qu'une description générale de l'organisme d'accueil.

Le deuxième chapitre procède tout d'abord à un bref rappel historique partant des origines de la radio impulsionnelle dans le monde du radar jusqu'à son arrivée dans le domaine de la communication puis la cause du choix de cette nouvelle technologie qui est l'UWB.

Le troisième chapitre présente les différentes méthodes électroniques pour générer des impulsions monocycles, ainsi la solution retenue pour procéder à sa validation et sa réalisation.

Le quatrième chapitre donne un aperçu sur des notions sur le canal UWB. Nous démontrons à travers ce chapitre, la nécessité d'utiliser une réception non cohérente après des études dans les deux cas LOS et NLOS.

Le cinquième chapitre procède à l'étude des différentes modulations associées à l'UWB-IR, ainsi que l'étude des trois récepteurs : cohérent, différentiel et non cohérent. Dans ce chapitre, l'étude et la réalisation a été axé sur le choix du récepteur non cohérent et plus précisément sur la partie détection d'énergie à diode.

Chapitre 1 présentation générale

I. Cadre du travail

Étant en fin de formation de diplôme d'ingénieur Réseaux et Télécommunications de l'Ecole Marocaine de Sciences de l'Ingénieur « EMSI » et Master M2 spécialité RSEE « Radiocommunications et Systèmes Electroniques Embarqués », nous sommes censés accomplir un stage de fin d'étude, pour concrétiser notre formation. Le stage de fin d'étude a été effectué au sein du laboratoire de recherche LICM « Laboratoire Interface Capteurs et Microélectronique ». Le sujet de mon stage s'intitule dans le domaine de réseau de capteurs sur un grand projet présenté par LICM consiste à développer un détecteur de stress.

L'objectif de notre groupe de travail, est la conception architecturale d'un réseau embarqué de capteurs sans fil dédié à la supervision. Une nouvelle architecture constituée d'un réseau ad-hoc de capteurs intelligents assure une supervision in situ. Ce réseau permet de collecter les informations reçues à l'aide d'une unité d'acquisition « ces informations sont de types physiologiques », et puis de les traiter localement sans coordinateur. L'avantage de ce traitement qu'il permet une bonne gestion des capteurs. Ces informations seront synthétisées pour aider le capteur à prendre une décision. Le type de réseau utilisé sera le *BAN* « body area network », qui assure une transmission via les tissus humains ceci traduit par une mise en place des capteurs soit sur la peau soit sous la peau.

Ma mission au sein du groupe est focalisée sur la couche physique, mon objectif principal étant de faire l'Etude et la modélisation d'un Emetteur / Récepteur Ultra Large Bande (UWB-IR).

II. Présentation de l'organisme d'accueil

1. Présentation du Laboratoire LICM (Laboratoire Interface Capteurs et Microélectronique)

Le laboratoire *LICM* est un laboratoire de l'université Paul Verlaine de Metz reconnu par le Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche (E.A. 1776) est également un site du pôle *MIGREST* (Microélectronique Grand-Est) du Comité National de Formation en Microélectronique (CNFM).

Le LICM est également un laboratoire de soutien du Master Génie Électrique et Instrumentation Industrielles (GEII), et gère plus particulièrement la spécialité Master Radiocommunications et Systèmes Électroniques Embarqués (RSEE).

Le laboratoire cogère également la Licence Électronique, Électrotechnique et Automatique et son parcours EAII.

Il possède, entre autre, les équipements suivants :

- ❖ Plateformes matérielles de développement, de prototypage et d'émulation ASIC (Plateforme ChIpIt).
- ❖ Outils de prototypage et de simulation (Ptolemy, Altera, Matlab, Comsis).
- ❖ Outils de C.A.O. pour ASICs (Cadence, Synopsys) et FPGAs (Altera Quartus et Max+ Plus II, Synplicity Synplify).
- ❖ Carte de développement et de prototypage (Altera Excalibur, Xilinx).
- ❖ Banc de caractérisation électrique de capteurs de gaz par pyrolyse électrostatique.
- ❖ Banc d'évaluation de transmission DVB, sans fil *ZigBee*.

Il existe également plusieurs partenariats et collaborations :

- ❖ **Partenariat industriel** avec différentes PME, Contrats CIFRE, AERFOM, IRSID, TDF.
- ❖ **Collaborations internationales** : EP Montréal, Université de Wroclaw, USTO Oran, Fraunhofer Institute Sarrebruck, FUL Arlon, Université de Potsdam, Université d'Annaba, EMSI MAROC.
- ❖ **Collaborations nationales** : InESS (Université Louis Pasteur de Strasbourg, CNRS), ENSAM Metz, CRAN (Université Henri Poincaré de Nancy, CNRS).

2. Organisation

Le laboratoire est composé de :

- ❖ 3 Professeurs d'université
- ❖ 3 Maître de Conférences habilité à diriger les recherches
- ❖ 1 Professeur Associé
- ❖ 9 doctorants
- ❖ 1 professeur invité
- ❖ 1 chercheur invité
- ❖ 1 Secrétaire
- ❖ 1 Ingénieur d'étude

3. Thématiques de recherche

Le LICM est un laboratoire dont les activités sont regroupées autour d'un axe central : la "Conception des Systèmes Electroniques". Deux thèmes correspondent aux domaines d'application visés :

- ❖ Les systèmes embarqués communicants.
- ❖ La sûreté de fonctionnement.

Parmi les actions menés dans ces thèmes, on peut citer la conception des "systèmes électroniques pour les télécommunications correspondant plus précisément à la Conception architecturale de circuits et systèmes électroniques pour les transmissions à haut débit. Ces travaux portent sur la conception d'architectures fortement parallèles de circuits et systèmes pour la transmission à haut débit, sous forme de modèles RTL synthétisables. L'objectif est de développer un cœur de DSP dédié aux applications multimédia de modules associés dédiés au traitement des fonctions complexes (codage correcteur d'erreurs, modulation, filtrage, etc.).

L'accent est mis sur la sûreté de fonctionnement des systèmes. Ces travaux ont également une orientation vers des applications mécatroniques.

III. Conclusion

Dans ce chapitre, une présentation générale du contexte du projet et des travaux de stage de recherche menés est donnée. Une présentation non exhaustive de la structure d'accueil est également présentée.

Chapitre 2 La Technologie UWB – Un état de l'art

I. Introduction

Ce chapitre procède tout d'abord à un bref rappel historique partant des origines de la radio impulsionnelle dans le monde du radar jusqu'à son arrivée dans le domaine de la communication.

Cette arrivée a été consacrée par l'adoption d'une réglementation adaptée aux états-unis, puis le début de deux processus de normalisation consacrée à la radio UWB, lesquels sont également présentés ici.

Le reste de ce chapitre sera organisé comme suit : La section II va présenter l'historique et l'origine de la technologie UWB puis une argumentation bien détaillée sur le choix de cette technologie nouvelle qui est l'UWB dans la section III.

II. Historique et origines

1. Les années 70 : Le Radar, origine de la radio impulsionnelle

Les premiers travaux sur la radio impulsionnelle ont été initiés dans les années 70 par la recherche militaire sur le thème du radar.

Depuis ses origines le radar fonctionne de manière impulsionnelle : pendant un temps T , le signal radiofréquence est émis, puis le radar repasse en réception afin de capter les échos réfléchis par la cible. La mesure de distance s'obtient via le temps écoulé entre l'émission de l'impulsion et la réception de l'écho alors que la vitesse de la cible provient de la mesure du décalage Doppler de l'écho.

La fonction d'ambiguïté du radar montre que de ce paramètre T dépendent les capacités de mesure du radar. Plus T est bref, plus la précision du radar pour la mesure de distance augmente et plus la précision en mesure de vitesse diminue. Le radar est devenu ultra large bande dès lors que T est devenu de l'ordre de quelque nanosecondes [9].

En radar, l'ultra large bande permet, en accroissant la résolution temporelle, de détecter des cibles abritées derrière une couverture végétale ou un objet écran. De plus, la grande largeur de bande du signal radar rend visible les cibles qui avaient basé leur furtivité sur leur capacité à absorber une bande de fréquence limitée. Ces études ont donc abouti à la construction de radars imposants, utilisant des impulsions de très forte puissance crête (parfois plusieurs dizaines de kV). Par la suite, la miniaturisation aidant, des évolutions vers le monde civil, à faible puissance, sont apparues, notamment via les radars à pénétration de sol pour le génie civil ou la recherche de mines enterrées.

2. *Les années 90 : Le virage de la communication*

L'idée de communiquer en utilisant des impulsions ultra large bande, de très faible puissance a été publiée pour la première fois à la conférence Milcom en 1993. Le but était d'obtenir un moyen de télécommunication très discret et résistant aux milieux radio difficiles (centre urbain, intérieur de bâtiment). Comme la puissance d'un tel signal impulsionnel est étalée sur plusieurs centaines de Mégahertz, la densité spectrale de puissance qui en résulte est très faible et comparable à celle du bruit. Il devient alors très difficile pour une tierce partie de détecter et à fortiori d'intercepter une communication. La grande résolution temporelle de ces signaux permet de minimiser la probabilité de recombinaison destructive de trajets multiples. Cette caractéristique permet également de calculer précisément la distance entre deux terminaux via la mesure du temps de vol. Il est donc envisageable, avec une couche applicative adaptée, d'utiliser ces informations pour calculer les positions relatives des différents terminaux d'un réseau [9].

Les multiples possibilités d'applications militaires ont permis la création d'un certain nombre de "start-up" comme Time Domain, AetherWire & Location, MSSSI, Xtreme Spectrum, Pulse Link et d'autres encore. Elles ont mis en avant d'autres qualités de la radio impulsionnelle Ultra Large Bande, et en particulier :

- ✚ La possibilité de réutiliser du spectre déjà alloué à d'autres services à bande étroite (la faible densité spectrale de puissance du signal UWB ne devant pas gêner ces services qui mettent en œuvre des puissances beaucoup plus importantes).
- ✚ La simplification de l'architecture de la partie analogique, ce qui amène des perspectives intéressantes pour la réalisation des équipements radio à faible coût.
- ✚ La faible puissance rayonnée et le faible rapport cyclique d'activité de l'émetteur ouvre des perspectives pour la réalisation de systèmes à très faible consommation.

Mais les considérations d'ordre réglementaire sont nettement moins favorables à la radio ultra large bande. Aux Etats-Unis, le fait d'émettre intentionnellement un signal radio impulsionnel, même à très faible puissance, restait interdit depuis la fin des émetteurs à arc, devenus obsolètes avec l'arrivée des lampes à vide. Par ailleurs, toute émission intentionnelle sur les bandes dites "protégées", c'est à dire dédiées à des usages militaires, de sécurité civile, ou mettant en jeu la vie humaine (navigation aérienne, météo...) est proscrite, quelle que soit sa puissance.

La façon dont allait évoluer cette réglementation était encore très floue et cette incertitude a été un frein puissant à l'essor de cette technologie dans le monde civil [9].

3. *2002 : Publication de la réglementation américaine*

Les Etats-Unis ont été les pionniers dans le domaine de la radio impulsionnelle, et c'est naturellement là-bas que s'est posé en premier le problème de la réglementation de la radio UWB. Quel statut doit-on donner à un système qui transmet volontairement sur des portions

du spectre déjà allouées à d'autres services ? Sachant que ces services bénéficient d'un statut primaire et de garantie de non brouillage, souvent contre le paiement d'une licence ou pour des raisons de sécurité, est-il possible d'organiser une éventuelle cohabitation ?

Arguant du fait que tout appareil électrique peut émettre un signal d'une densité spectrale de puissance (DSP) allant jusqu'à $-41,3$ dBm/MHz au titre de rayonnement parasite involontaire, les pro-UWB demandent le droit d'émettre sur tout le spectre avec cette même contrainte de puissance. De son côté, l'organisme régulateur, la FCC, se refuse à considérer de la même manière un signal émis intentionnellement et un signal parasite involontaire, même si leur puissance est comparable [9].

3.1. *Études d'interférences*

De nombreuses études d'interférences ont été communiquées à la FCC, ou conduites par elle, portant essentiellement sur les services protégés. Ces études, souvent financées par les utilisateurs du service en question, ne sont pas toujours impartiales. Nous résumons ci-dessous les principales conclusions que la FCC a tiré de l'un des plus virulents débats qu'ait connu cette commission.

Le système GPS :

Le système GPS est jugé absolument essentiel, tant pour les forces armées que pour les nombreux usages civils qui engagent la sécurité de la vie humaine. Sa protection est donc une obligation absolue. Suite aux multiples études de perturbation et au développement de récepteurs GPS très sensibles, la FCC estime prudent de placer une limitation drastique dans les bandes GPS : la densité spectrale de puissance émise dans ces bandes devra être inférieure à $-85,3$ dBm/MHz.

Système Radar :

Il s'agit d'une autre application très sensible qui inclut les radars aériens et maritimes. Il semblerait que le NTIA ait eu tendance à dramatiser les possibilités d'interférences. Toutefois, au titre du principe de précaution, la FCC juge prudent de suivre ses recommandations. Concernant les radars météo, la FCC ne pense pas nécessaire de suivre les conseils du NTIA, qui estime qu'une accumulation de systèmes UWB autour d'un radar météo pourrait le perturber. Étant données les zones d'exclusions entourant théoriquement ce type de radar, l'accumulation d'une quantité de matériel UWB suffisante pour porter atteinte au bon fonctionnement du radar est jugée hautement improbable [9].

Réseaux cellulaires (PCS) :

Les études théoriques fournies par les équipementiers et les opérateurs laissaient craindre un risque d'interférence non négligeable. Les expérimentations sur le terrain ont montré qu'il n'en était rien, et que le bruit créé par les systèmes UWB était négligeable devant le bruit des autres utilisateurs (particulièrement en CDMA). Même si avec la limite de DSP de $-41,3$ dBm/MHz le risque d'interférence est faible, la FCC juge prudent de prévoir une atténuation supplémentaire de 12dB, justifiée par la proximité des bandes PCS (Personnal Communication System) avec celles du GPS.

Impact cumulatif des systèmes UWB :

Étant données les fortes pertes de propagation aux fréquences considérées, les faibles niveaux de puissance autorisés et la faible probabilité d'avoir plusieurs émissions simultanées dans un périmètre réduit, la FCC considère que l'impact négatif que pourrait avoir un éventuel effet d'accumulation est négligeable.

3.2. *Le masque d'émission UWB de la FCC*

Après plus de deux années d'études et d'enquêtes sous la triple pression des promoteurs de l'UWB, de ses opposants, et de la carence de ressources spectrales, la FCC a finalement publié, le 14 avril 2002, une position autorisant les systèmes UWB et fixant leurs limites en bande et en puissance. Pour parvenir à ce résultat, la FCC a privilégié une approche expérimentale plutôt qu'une étude "service par service" : dans un premier temps, elle a fixé les limites de bande et de puissance nécessaire pour protéger les services jugés critiques avec lesquels il était impossible de prendre le moindre risque. Mais la protection des autres services suit une approche moins conservatrice : la FCC a fixé une limite de puissance supérieure à ce que les utilisateurs en place estimaient nécessaire à la protection de leur service. Elle a justifié ce choix par le besoin de retour d'expérience et de permettre à une technologie prometteuse de faire ses preuves. Tout en estimant sa démarche suffisamment prudente et même conservatrice, la commission a annoncé que si des cas de brouillage étaient avérés, un durcissement de la réglementation restait possible [9].

Ces bases étant posées, une définition officielle de l'UWB est adoptée : est considéré comme UWB et dépend donc de la réglementation UWB tout signal dont la bande passante à -10 dB excède à tout moment 500 MHz ou 20% de sa fréquence centrale. Cette définition est depuis unanimement acceptée de par le monde.

Après étude des avis de tous les intervenants, il s'avère que :

- ✚ La FCC ouvre un certain nombre de bandes de fréquence (suivant les applications), c'est-à-dire celles qui s'appliquent aux rayonnements parasites non intentionnels de tout appareil électrique. Pour des applications de communication, la bande autorisée va de 3.1 GHz à 10.6 GHz, avec une utilisation limitée à l'intérieur des bâtiments ou à des équipements individuels pour des applications de terminal à terminal.
- ✚ La FCC est favorable à un fonctionnement sur une base sans licence pour les systèmes UWB basse puissance.

www.Mcours.com
Site N°1 des Cours et Exercices Email: contact@mcours.com

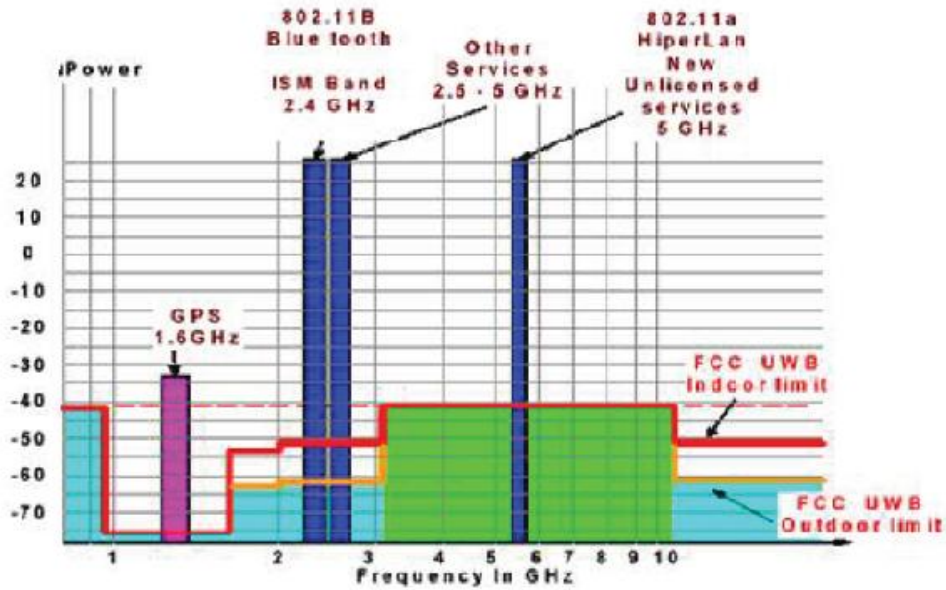


FIG.1. Masques de puissance adoptés par la FCC pour les dispositifs UWB

Les gabarits de puissance varient suivant les applications. Les limites imposées pour des applications "communications" ainsi que les principaux usages "grand public" du spectre sont résumés dans la figure. Dans le cas d'un système de communication indoor, le gabarit de puissance est celui-ci :

Bande (MHz)	EIRP (dBm)
- de 960 MHz	définie par article 15.209
960-1610	-75.3
1610-1990	-53.3
1990-3100	-51.3
3100-10600	-41.3
+ de 10600	-51.3

Tab .1. Gabarits de puissance en indoor [9]

Pour un système portable, donc pouvant être utilisé aussi en extérieur, les limites sont plus sévères afin de pallier la disparition de l'atténuation causée par les bâtiments :

Bande (MHz)	EIRP (dBm)
- de 960 MHz	définie par article 15.209
960-1610	-75.3
1610-1990	-63.3
1990-3100	-61.3
3100-10600	-41.3
+ de 10600	-61.3

TAB.2. Gabarits de puissance en extérieur [9]

Quelle que soit l'application, il faut encore enlever 10 dB à ces limites sur les bandes attribuées au GPS. Par ailleurs, un système UWB ne doit émettre que quand un récepteur écoute effectivement le signal transmis. Ainsi, la réglementation impose un test de présence du récepteur toutes les 10 secondes et l'arrêt des émissions si le récepteur est absent.

On peut remarquer que, sur les bandes sensibles, il est possible qu'un émetteur ait paradoxalement une puissance maximale d'émission autorisée inférieure à ce que son propre processeur peut émettre sur les mêmes bandes, au titre de rayonnements parasites. Enfin, une puissance crête maximale a été définie : la limite est fixée à 0 dBm sur 50 MHz de bande ou $20 * \log(B / 50)$ dBm si la mesure est faite sur une bande de B MHz (B étant compris entre 1 et 50 MHz). Pour éviter que ne se forment des réseaux UWB "anarchiques", l'utilisation d'antennes déportées, d'antennes extérieures et de manière générale de toute structure fixe est prohibée. Mais rien n'est imposé ni sur la répartition de puissance dans le spectre ni sur la technologie permettant de générer un signal aussi large bande [9].

3.3. *La situation en Europe*

Les instances de réglementation européennes, et en particulier l'ECC (Electronic Communications Committee) de la CEPT (Conférence Européenne de Postes et Télécommunications), mandatée par l'ITU (International Telecommunications Union), aborde la réglementation UWB de manière nettement plus prudente que leur homologue américain. Un seul chiffre suffit à bien comprendre la différence de vue qui sépare les deux continents : l'Europe considère qu'un service est "brouillé" si la puissance du signal interférant (notée I) est supérieure à un centième de la puissance du bruit (notée N).

En Europe, pour qu'un système ne soit pas considéré comme perturbateur, il faut donc valider la condition $I / N < -20dB$. Aux Etats-Unis, cette condition devient : $I / N < 0dB$, autrement dit, la puissance du signal interférant doit atteindre le niveau de la puissance du bruit pour être considéré comme perturbateur.

La situation en Europe vis-à-vis de la réglementation de l'UWB n'est pas aussi claire que celle aux Etats-Unis. La division ECC de la CEPT (chargée à prendre les décisions concernant l'attribution spectrale au niveau européen) adopte une approche séquentielle en divisant les 7,5 GHz de bande de la FCC en plusieurs sous-bandes afin d'analyser les problèmes d'interférences et de coexistence relatifs à chacune de ces sous-bandes [9].

La première étape dans le processus de réglementation européen est la décision prise en avril 2006, qui autorise une activité UWB limitée à la bande 6-8,5 GHz avec une puissance moyenne à l'émission de -41,3 dBm/MHz et une puissance crête de 0 dBm par 50 MHz de bande. Concernant les spécifications hors-bandes, elles sont plus sévères que celles de la FCC avec -85 dBm/MHz en deçà de 3,4 GHz par exemple.

Concernant la bande 3,4 - 4,8 GHz, une seconde décision a suivi en décembre 2006 autorisant une activité UWB dans cette bande à condition d'utilisation des techniques LDC (Low Duty Cycle) et DAA (Detect And Avoid) visant à réduire les puissances émises. L'ouverture des bandes 8,5 - 9 GHz et 3,1 - 3,4 GHz est une décision très récente qui a été prise en octobre 2008 avec obligation d'utilisation des techniques LDC et DAA.

L'ensemble de ces spécifications relatives à la réglementation de l'UWB en Europe est résumé dans la figure 2.

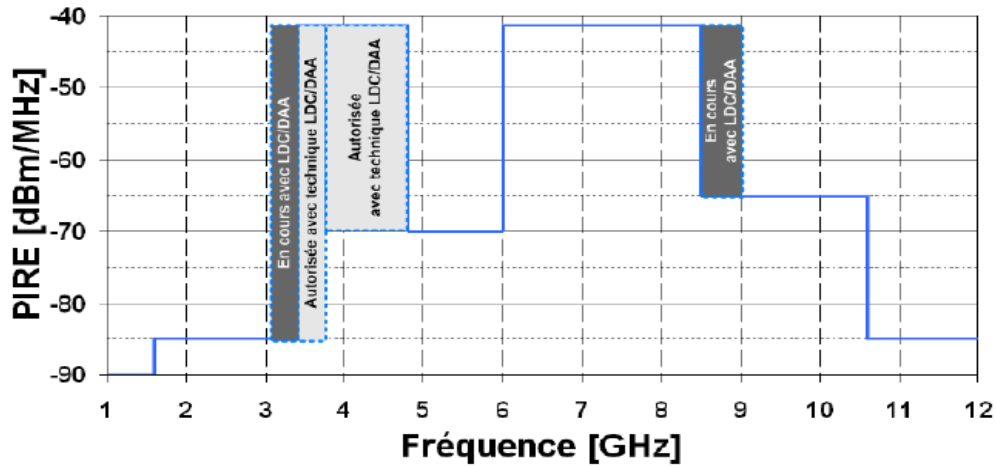


FIG.2. Masque d'émission UWB de l'ECC [9]

3.4. Impact de la position FCC sur l'industrie

Les "start-up" du segment UWB avaient anticipé un accord de la FCC sur le principe de l'émission sans licence sur des bandes déjà allouées. Elles avaient aussi toutes intégré l'idée que cette autorisation ne porterait pas sur tout le spectre mais seulement sur une bande limitée. La surprise vient plutôt de la limite basse de cette bande, fixée à 3,1 GHz là où l'on attendait plutôt 2 ou 2,4 GHz.

Cependant, l'adoption de cette réglementation n'a pas été immédiatement suivie par une arrivée massive de *produits* UWB sur le marché car la technologie n'était pas encore mûre pour cela. Par contre, la publication de la position de la FCC a clairement lancé la phase industrielle de l'UWB. En effet, le *First Report and Order* a retiré l'épée de Damoclès qui dissuadait les industriels d'investir massivement sur cette technologie. Le paysage de la radio UWB va évoluer très rapidement à partir du 14 février 2002 [9].

4. 2003 : le début de la normalisation du très haut débit

4.1. Pourquoi le très haut débit ?

Parmi les multiples "start-up" de l'UWB, seule Xtreme Spectrum a été en mesure de s'adapter rapidement à la limite de bande basse fixée par la FCC, en annonçant un chipset estampillé "conforme FCC" dès juin 2002.

Le credo d'Xtreme Spectrum est celui de la radio impulsionnelle pour des liaisons à très courte portée et très haut débit. L'application type que vise Xtreme Spectrum est une transmission vidéo très haute définition, par exemple pour relier sans câble un lecteur DVD à un vidéo projecteur dans une installation "Home Cinéma".

Xtreme Spectrum ayant un chipset, des exemples d'applications "vendeurs" et une avance importante sur le calendrier de leurs concurrents, c'est elle qui avait les cartes en mains. En conséquence la scène UWB s'est assez rapidement focalisée sur le domaine des très hauts débits (au delà de 100 Mbit/s) à très courte portée (jusqu'à 10 m). D'un autre côté, la disponibilité de la bande de fréquence, de la technologie et d'applications "grand public" a aiguisé l'appétit de gros industriels qui font rapidement leur entrée sur la scène de l'UWB.

4.2. La normalisation à l'IEEE 802.15.3a

Le Task Group (TG) IEEE 802.15.3a cherche à définir une couche physique alternative à celle du standard 802.15.3 pour les réseaux sans fil personnels à haut débit. L'objectif de cette nouvelle couche physique est d'atteindre des débits supérieurs à 100 Mbit/s tout en gagnant significativement en coût et en robustesse.

L'UWB paraissait très adaptée pour répondre à ce cahier des charges et les parties prenantes de la technologie se sont approprié ce groupe pour tenter de développer un standard adapté à leurs propres choix. En plus des acteurs historiques de la radio UWB, un certain nombre d'industriels ont également répondu présents (parmi lesquels Philips, Intel, Texas Instrument, Motorola, ST), avec des approches assez différentes. Les historiques ont une approche impulsionnelle, avec ou sans utilisation d'une fréquence porteuse. Les nouveaux arrivants ont suivi une autre approche : faire un système radio capable de se placer sous la nouvelle réglementation FCC pour les systèmes UWB afin de profiter du spectre nouvellement ouvert. En conséquence Texas Instrument propose un multiplex OFDM de 528 MHz de bande, alors que Intel imagine 14 bandes de 500 MHz chacune, sur lesquelles est placée alternativement une impulsion de 4 ns modulée en QPSK. Dans les deux cas, l'approche impulsionnelle a disparu. Assez vite durant le processus de sélection, les propositions fusionnent ou disparaissent pour déboucher sur une situation qui oppose deux consortiums.

Le premier, dénommé MBOA (MultiBand OFDM Alliance), est animé par Intel et défend une approche basée sur un multiplex OFDM avec du saut de fréquence sur 4 à 7 bandes de 528 MHz chacune. Le second est dirigé par Motorola (qui a racheté Xtreme Spectrum), et défend le concept de l'UWB-DS-CDMA. Il s'agit d'étalement de spectre à séquence directe avec un débit chip très élevé.

Cette situation d'affrontement dure depuis maintenant plus de deux ans sans avancée significative en faveur d'un des camps. Les travaux consacrés à l'UWB à très haut débit consistent maintenant à essayer d'adapter des technologies "large bande" déjà connue (DS-CDMA et OFDM) à l'obligation légale d'occuper plus de 500 MHz de bande pour avoir accès au régime réglementaire des systèmes UWB. Vraisemblablement inadapté aux très hauts débits, le concept de la radio impulsionnelle et les avantages qui devaient en découler ont disparu de la scène médiatique et des travaux de recherche des gros industriels [9].

5. 2004 : la radio impulsionnelle se focalise sur le bas débit

L'énergie déployée pour la normalisation de systèmes haut débit à l'IEEE a donné l'impression que les travaux sur la radio impulsionnelle se sont arrêtés mais les intérêts exprimés, notamment par les militaires, pour des communications à bas débit, (discrètes) et à forte autonomie n'ont pas disparu. La perspective d'une capacité de géolocalisation de précision submétrique, même en intérieur, suscite également beaucoup d'intérêt.

Ainsi, pendant que l'actualité du 802.15.3a bat son plein, la société Multispectral 8 fait valider par la FCC des étiquettes **UWB-IR** ainsi que le système capable de les localiser et les suivre dans un bâtiment. Aetherwire, toujours principalement financé par le programme DARPA, continue ses travaux et annonce des premières démonstrations de localisation dans un environnement de capteurs coopératifs. L'activité de recherche "Radio Ultra Low Power" du centre de recherche de Berkeley met en avant la radio impulsionnelle [9].

Cette liste non exhaustive illustre les avancées régulières vers une interface radio conçue pour des systèmes communicants à très faible coût (voire même jetables) et à grande durée de vie, tel des applications du type **réseaux de capteurs**.

L'activité de recherche sur la radio impulsionnelle s'est donc transportée dans le champ des applications bas débits. Et cette transposition semble, finalement, tout à fait naturelle car c'est le domaine pour lequel elle semble le mieux adaptée de par ses vertus en termes de coût, consommation, et robustesse. C'est donc assez logiquement que la radio impulsionnelle a resurgi en normalisation, au sein du groupe **IEEE 802.15.4a**. Ce groupe de travail a pour but la définition d'une couche physique alternative à ZigBee.

III. Pourquoi l'UWB ?

Dans une approche préliminaire, l'intérêt porté aux communications UWB repose sur la formule de Shannon donnant la capacité C d'un canal de largeur de bande B et pour un rapport signal-à-bruit SNR :

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

L'équation (1) montre que l'augmentation de la capacité en fonction du rapport signal-à-bruit suit une loi logarithmique alors que l'augmentation de la capacité en fonction de la bande croît linéairement d'où l'intérêt des systèmes UWB.

Les principaux avantages d'un système UWB-IR :

- ✚ C'est un signal très large bande (de 1 à quelques GHz), ce qui lui permet de tirer parti d'une grande diversité fréquentielle. Ainsi, un signal UWB est robuste aux interférences car la probabilité d'avoir un canal entièrement bloquant est faible.

- ✚ C'est un signal à très faible DSP (fixée par la FCC à $-41,3$ dBm/MHz). Donc il est possible de faire des systèmes à très basse consommation en utilisant des bandes déjà utilisées par des systèmes à bande étroite (réutilisation des fréquences).
- ✚ La ressemblance d'un signal UWB à un bruit blanc ainsi que les faibles puissances utilisées font que l'UWB est robuste à l'interception par un intrus.
- ✚ Le signal UWB présente une très forte résolution temporelle. Cette caractéristique lui permet de séparer des trajets proches et bénéficier de la diversité des multi-trajets. Cette même caractéristique permet aussi d'envisager des applications de localisation.
- ✚ Avec l'UWB, les architectures RF sont simplifiées du fait de l'émission des impulsions en bande de base permettant ainsi des équipements à faible coût et complexité.
- ✚ Flexibilité du schéma de transmission UWB-IR à des débits très variables adapté tant pour des 15 applications de type HDR (High Data Rate) que pour des applications LDR (Low Data Rate).

IV. Conclusion

L'idée de travailler avec des impulsions n'est pas chose nouvelle. Depuis longtemps utilisée en radar, elle apparaît depuis quelques années dans une optique "communications".

Les fondements théoriques de la technologie Impulse Radio (IR), en s'appuyant en partie sur le travail fait initialement pour les radars, sont maintenant bien définis dans les domaines connexes avec le radar, c'est à dire les antennes et la détection d'impulsions de faible niveau.

Ainsi, il y a aujourd'hui un besoin de retour d'expérience sur la faisabilité des systèmes UWB-IR, un besoin d'évaluer l'écart entre théorie et pratique tant sur les performances que sur la complexité. C'est dans cette perspective que s'inscrit ce travail de Stage recherche.

Chapitre 3 *Le modèle impulsionnelle : Méthodes de génération des ondes impulsionnelles UWB-IR*

I. *Introduction*

Dans ce chapitre, nous décrivons les principaux modèles utilisés pour décrire des impulsions en présentant la forme temporelle et le spectre correspondant. Nous analysons également l'intérêt de chacun de ces modèles pour la génération d'impulsions ULB. Certains de ces modèles peuvent correspondre au besoin d'un signal produit avant l'antenne, d'autres après l'antenne. Cet aspect n'est pas traité dans ce chapitre dans la mesure où l'effet de l'antenne sur le signal (souvent considéré comme une dérivation) peut varier en fonction de son type.

II. *La fonction sinus cardinal*

La recherche de la meilleure exploitation de la bande passante définie par un gabarit conduirait à utiliser une forme d'onde en sinus cardinal (Fig. 3) ou comme une combinaison linéaire de sinus cardinaux, c'est-à-dire exprimée par l'équation (2) [16] (Fig. 4).

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

Les coefficients a_i seraient choisis de telle sorte que le carré du module de la transformée de Fourier de cette fonction $|F(t)|^2$ suivent les maxima imposés par le gabarit.

En pratique, une impulsion en sinus cardinal (ou a fortiori la combinaison linéaire) est

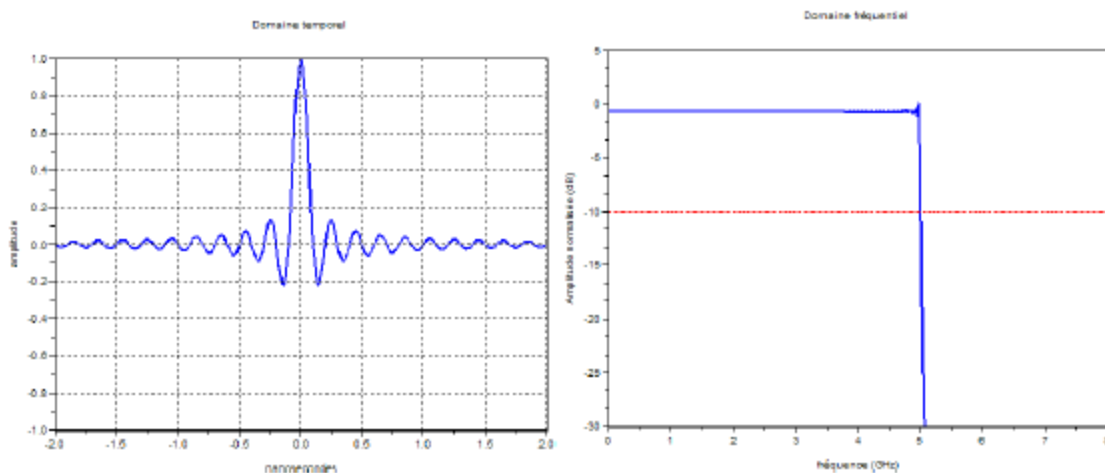


Fig. 3 – Forme d'onde et spectre du sinus cardinal

difficile à produire car possédant un étalement temporel important. D'autres modèles d'impulsions ont donc été proposés.

Il est cependant possible de satisfaire assez simplement le gabarit FCC par une combinaison linéaire de deux sinus cardinal avec un fenêtrage temporel, ici de largeur 2ns (Fig. 5). Le spectre obtenu est hélas très sensible aux valeurs des paramètres (gains et fréquences) [7].

III. La gaussienne et ses dérivées

1. La fonction gaussienne

La fonction gaussienne est définie par l'équation 3 dans laquelle μ représente l'espérance et σ l'écart-type [7].

$$f(t) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2 \cdot \sigma^2}} \tag{3}$$

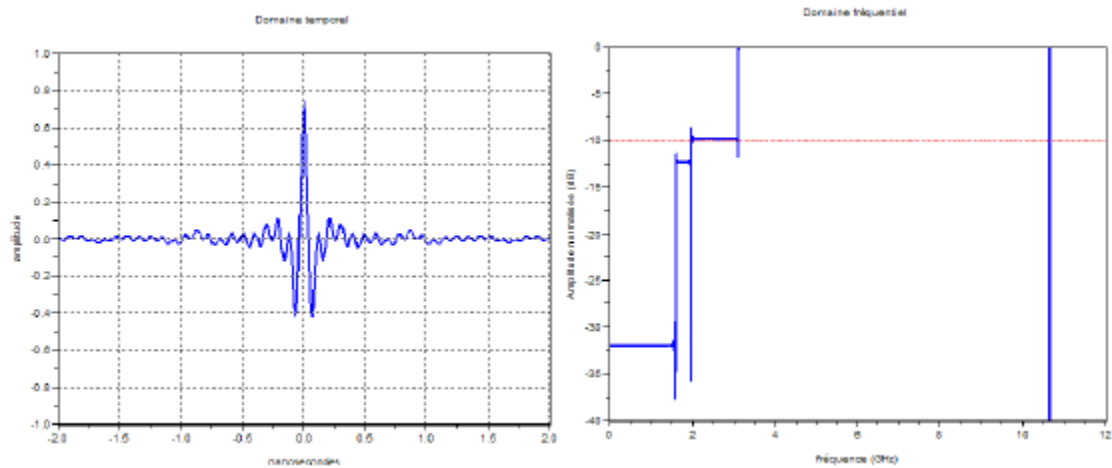


Fig. 4 – Forme d’onde et spectre d’une combinaison linéaire de sinus cardinal pour le masque FCC

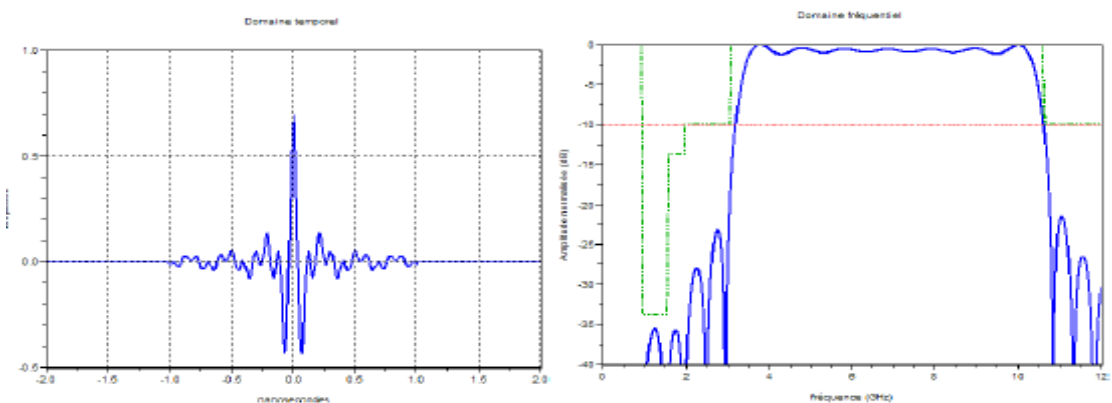


Fig. 5 – Forme d’onde et spectre d’une combinaison linéaire de sinus cardinal pour le masque FCC avec fenêtrage temporel

Nous en déduisons la valeur maximale prise par cette fonction (équation 4) [7]:

$$f_{max} = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \quad (4)$$

La largeur à mi-hauteur est souvent spécifiée. Elle vaut (équation 5) [7]:

$$\delta t_{f_{max}/2} = 2 \cdot \sqrt{2 \cdot \ln(2)} \cdot \sigma \approx 2,3548 \cdot \sigma \quad (5)$$

La fonction gaussienne est représentée sur la Fig. 6 en prenant $\mu = 0$ et $\sigma = 1$ [7]

La durée de l'impulsion peut être considérée comme étant de $7 \cdot \sigma$. En effet, 99, 99% de l'énergie totale

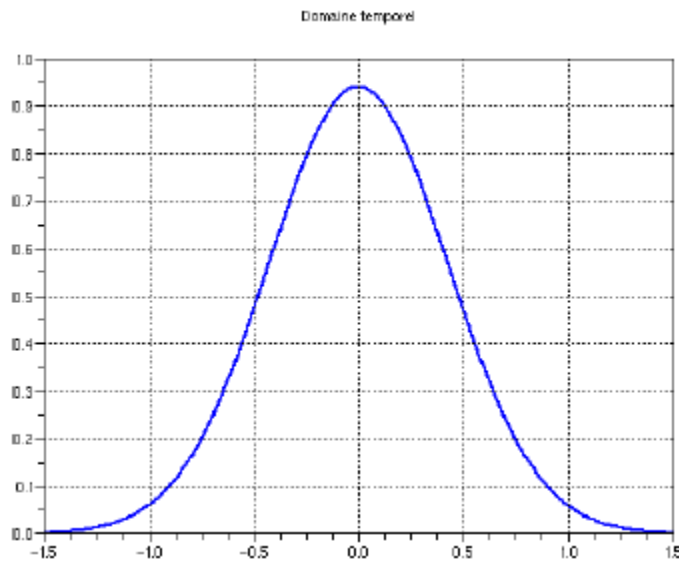


Fig. 6 – La fonction gaussienne ($\mu = 0$ et $\sigma = 1$)

de l'impulsion est incluse dans cet intervalle.

En pratique, la définition suivante de la gaussienne est préférable pour la production d'un signal impulsionnel car elle permet de décorréler l'amplitude maximale du signal A et la largeur à mi-hauteur τ (équation 6). Nous prenons ici $\mu = 0$ [7].

$$f(t) = A \cdot e^{-4 \cdot \ln(2) \cdot \frac{t^2}{\tau^2}} \quad (6)$$

La fonction ainsi redéfinie est représentée sur la Fig. 7 en prenant $A = 1$ et $\tau = 200$ ps. Son spectre est représenté sur la figure Fig. 8.

L'impulsion gaussienne possède une composante continue indésirable. Ce signal n'est donc pas directement utilisable pour l'émission ULB hors bande de base.

2. Dérivées de la fonction gaussienne

Afin d'éviter cette composante continue, il est intéressant de considérer les dérivées de la fonction gaussienne. En reprenant les notations de l'équation 6 et en posant $\alpha = \frac{8 \cdot \ln(2)}{\tau^2}$, nous obtenons la dérivée première (équation 6), seconde (équation 7) et tierce (équation 8).

La dérivée première est encore appelé monocycle gaussien et la dérivée seconde monocycle de Scholtz.

$$f_1(t) = \frac{d f}{dt}(t) = -\alpha \cdot t \cdot f(t) \tag{7}$$

$$f_2(t) = \frac{d^2 f}{dt^2}(t) = -\alpha \cdot (1 - \alpha \cdot t^2) \cdot f(t) \tag{8}$$

$$f_3(t) = \frac{d^3 f}{dt^3}(t) = -\alpha^2 \cdot (\alpha \cdot t^3 - 3 \cdot t) \cdot f(t) \tag{9}$$

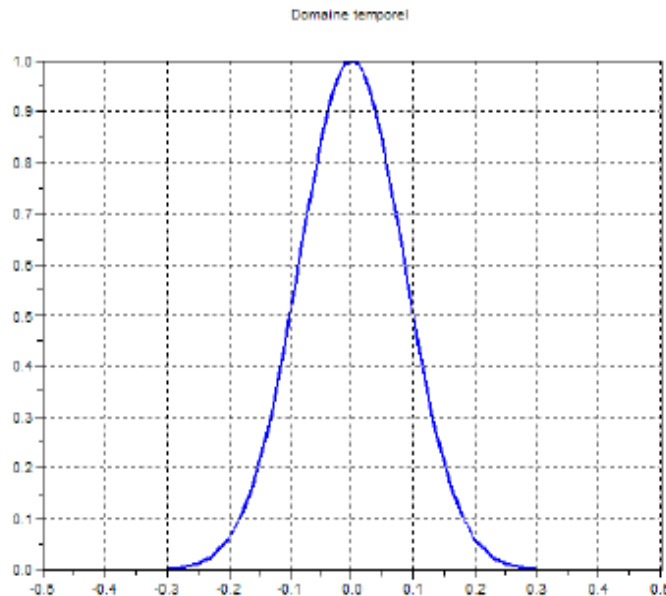


Fig. 7 – L'impulsion gaussienne (A = 1 et τ = 200ps) [7]

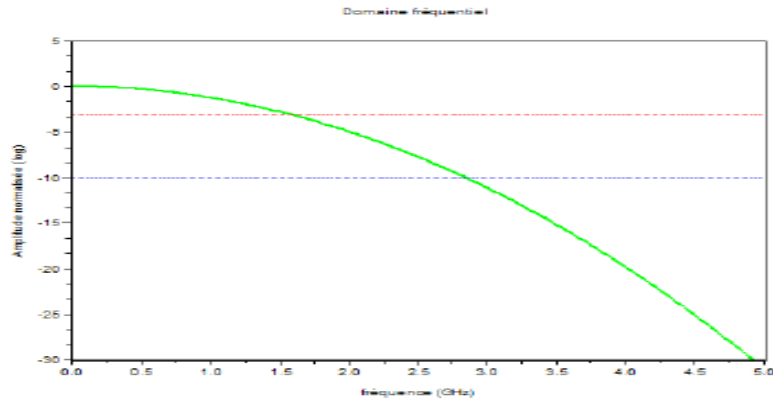


Fig. 8 – Spectre de l'impulsion gaussienne ($A = 1$ et $\tau = 200\text{ps}$) [7]

La dérivée première de la fonction gaussienne est similaire à la fonction de Rayleigh. Les dérivées d'ordre impair sont des fonctions impaires et les dérivées d'ordre paires sont des fonctions paires. La forme temporelle et le spectre de ces signaux sont représentés sur la figure 9. L'amplitude maximale des signaux a ici été normalisée à 1. La fonction gaussienne est représentée en bleu, la dérivée première en vert, la dérivée seconde en bleu clair, la dérivée troisième en rouge. La durée de l'impulsion augmente faiblement avec l'ordre de la dérivée (figure 9).

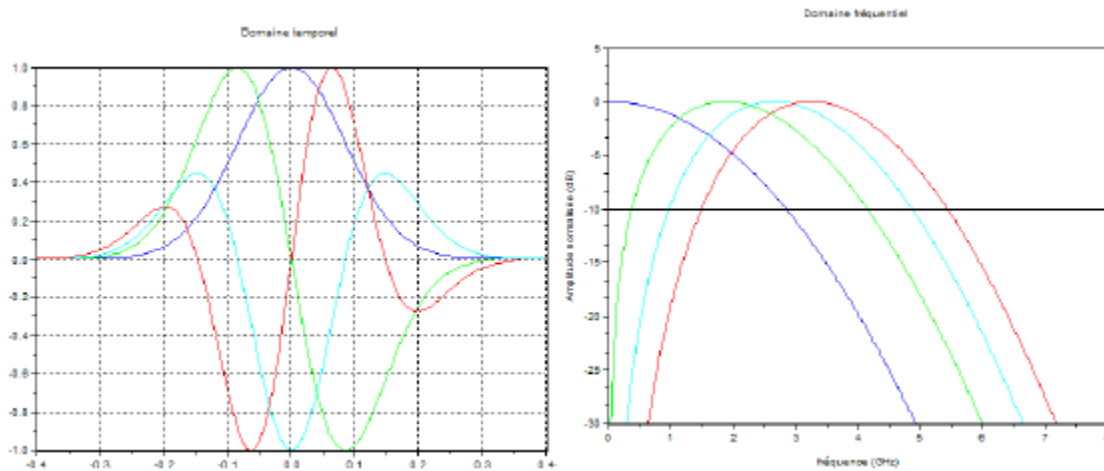


Fig. 9 – Formes d'onde et spectres des dérivées de l'impulsion gaussienne ($\tau = 200\text{ps}$) [7]

Les dérivées de la gaussienne n'ont pas de composante continue. Pour une même valeur de τ , la fréquence centrale du spectre de l'impulsion augmente avec la dérivée.

La largeur de bande augmente également avec l'ordre mais faiblement entre les dérivées (B gaussienne = 2,8 GHz, B dérivée 1ère = 3,75 GHz, B dérivée 2de = 3,87 GHz, B dérivée 3ème = 3,92 GHz).

3. Combinaison linéaire de la fonction gaussienne et de ses dérivées

Une combinaison linéaire de la gaussienne et de ses dérivées peut permettre d'élargir la bande passante. Dans l'exemple qui suit, nous considérons une combinaison linéaire des trois premières dérivées de la gaussienne (équation 10) [7].

$$f_{cl}(t) = f_1(t) + 1.2 \cdot f_2(t) + 1.15 \cdot f_3(t) \quad (10)$$

De façon plus générale, ceci correspond à multiplier le terme en exponentielle par un polynôme d'ordre 3. Cette combinaison linéaire permet d'élargir la bande du signal (ici, nous obtenons une bande à -10dB de 5, 1GHz (figure 10).

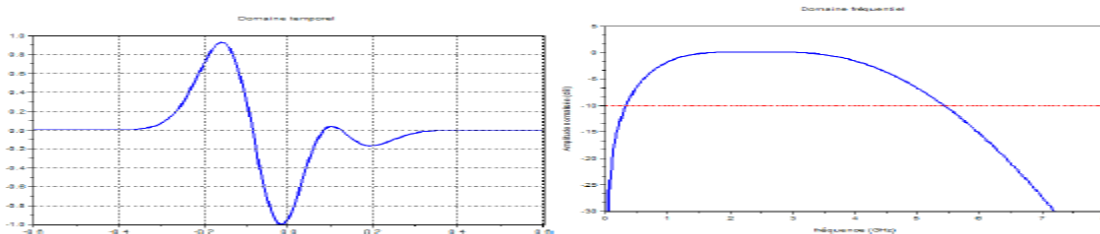


Fig. 10 – Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de dérivées de l'impulsion gaussienne ($\tau=200\text{ps}$) [7]

IV. Méthodes de génération des ondes UWB

1. Génération d'impulsion à effet avalanche

Un transistor placé en condition d'avalanche subit une variation très rapide de son état exploitable pour la génération d'une impulsion. Le champ électrique doit être suffisamment important sur la jonction polarisée en inverse pour libérer des électrons, des trous. Ces électrons et trous sont accélérés et entrent en collision avec d'autres atomes, créant d'autres paires électron-trou et ainsi de suite, produisant ainsi une contre-réaction positive. La valeur maximale de courant est fixée par les éléments du circuit extérieurs au transistor. Une avalanche mal contrôlée peut conduire à la destruction d'une jonction semi conductrice. L'effet d'avalanche est habituellement considéré comme indésirable du fait du risque de destruction.

Un transistor ou plus généralement une technologie ainsi que leur emploi sont donc spécifiés afin d'éviter son occurrence.

Le circuit de la Fig. 11 représente un générateur d'impulsions à avalanche. La base du transistor bipolaire NPN est pilotée par une impulsion obtenue par le filtrage passe-haut d'un signal carré. Avant impulsion, la base est polarisée à une tension nulle ou négative, le courant

de collecteur est nul et la capacité C_o est chargée via la résistance R_C . A condition que la polarisation du transistor soit adéquate (tension V_{CE} nettement supérieure à celle recommandée pour un usage normal, droite de charge active entièrement placée hors de la zone d'emploi sur), l'avènement de cette impulsion sur la base va provoquer l'effet avalanche. Le courant de collecteur I_C augmente très rapidement alors que la tension V_{CE} décroît également très rapidement provoquant la décharge de C_o . Une fois la capacité déchargée, le transistor se bloque puis après charge de la capacité, retourne aux conditions initiales de polarisation. Ce type de montage permet d'obtenir des impulsions sub nanoseconde [7].

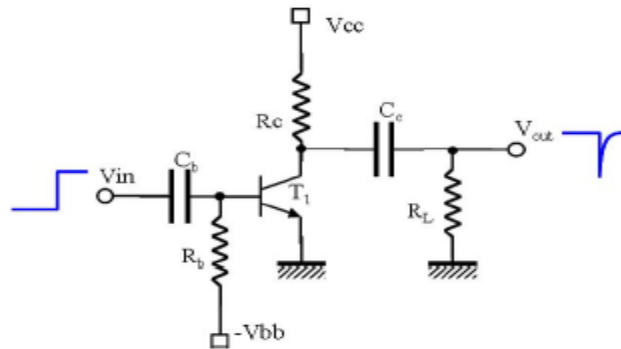


Fig. 11 – Générateur d'impulsions à effet avalanche

Cependant une latence est nécessaire avant que le montage retourne à son état de repos et donc avant qu'il y ait possibilité de déclenchement d'une nouvelle impulsion. L'effet avalanche est difficile à caractériser et dépend de la température et de la technologie. Les tensions élevées requises (environ 60V) sont peu compatibles avec une opération sur batterie.

2. Génération d'impulsion à effet tunnel

Des diodes à effet tunnel sont utilisables pour produire une impulsion. Ces diodes sont fabriquées en germanium avec un dopage environ mille fois supérieur à celui d'une diode conventionnelle. Il en résulte une jonction très fine.

Du fait d'effets quantiques, des électrons peuvent traverser directement cette couche même s'ils n'ont pas une énergie suffisante pour surmonter la barrière de potentiel.

Les limites principales sont la faible amplitude (250–500mV), une polarisation sensible à la température du fait du faible volume de production.

La Fig. 12 présente la caractéristique $I = f(V)$ d'une telle diode et la Fig. 13 un montage d'utilisation [7].

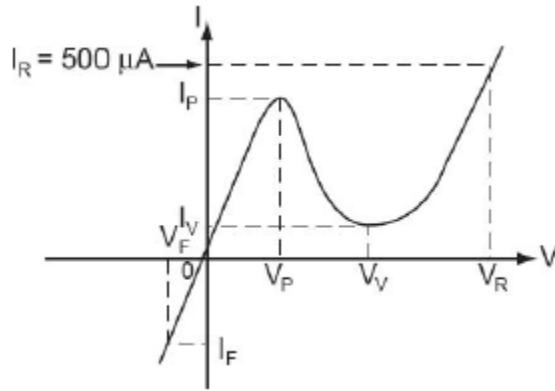


Fig. 12 – Caractéristique $I = f(V)$ d'une diode à effet tunnel (source : M-pulse Microwave)

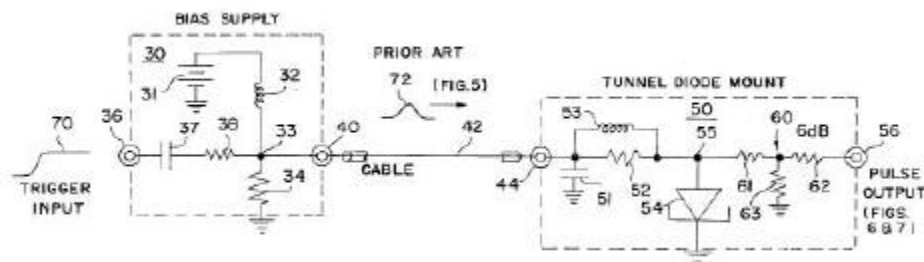


Fig. 13 – Générateur d'impulsions à effet tunnel (source : [17])

3. Génération d'impulsion à diodes SRD

Parmi les composants électroniques discrets, la diode Step Recovery Diode (SRD) est sans doute le composant ayant suscité le plus d'intérêt pour la génération d'impulsions.

La diode SRD peut être réalisée en technologie silicium mais étant toutefois plus performante en AsGa. Ses caractéristiques statiques sont similaires à celles d'une diode à jonction PN conventionnelle mais ses caractéristiques dynamiques en commutation sont très différentes ([18]). La diode SRD possède une très forte dépendance entre son impédance de jonction et la charge interne, stockée dans la couche intrinsèque en polarisation directe. Ce stockage de charge est du au temps de recombinaison non nul des porteurs minoritaires injectés en polarisation directe.

Après une polarisation en directe au cours de laquelle des charges sont stockées, en polarisant la diode en inverse, celle-ci continue à conduire et ceci tant que la charge n'est pas évacuée de la couche intrinsèque. Durant cette phase, la diode présente une impédance très faible, typiquement inférieure à 1. Une fois la couche intrinsèque déplétée, la diode passe brutalement en haute impédance : on dit qu'elle « claque » (snap off). Ce changement brutal d'impédance de durée inférieure à la nanoseconde est mis à profit pour générer des impulsions [7].

La Fig. 14 présente un montage basique permettant d'augmenter la raideur d'un front en utilisant une diode SRD. La Fig. 15 présente les chronogrammes associés. La source continue V_b délivre à la diode un courant constant I_F permettant le stockage de charge dans la jonction. Lorsque la source V_{in} présente un front montant, le courant traversant la diode I_d s'inverse. Du fait des charges accumulées en polarisation directe, l'impédance de la diode demeure basse jusqu'à ce que l'ensemble des charges soient évacuées. L'impédance passe alors brutalement d'un état de quasi court-circuit à celui de circuit ouvert. La source V_{in} se trouve alors appliquée à la charge R_L provoquant aux bornes de celle-ci la production d'un front en tension.

La plupart des montages proposés a pour objet la production de monocycles.

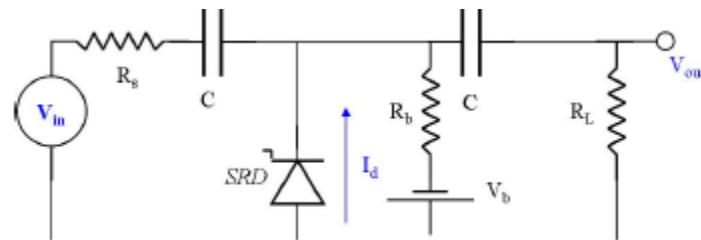


Fig. 14 – Générateur de front raide à diode SRD [7]

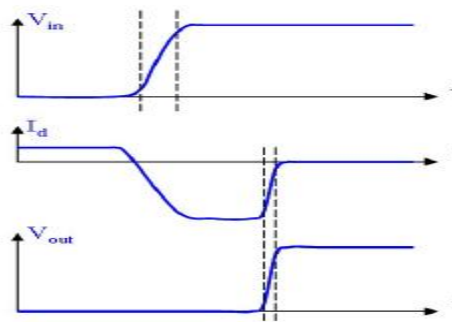


Fig. 15 – Chronogramme d'un générateur de front raide à diode SRD [7]

Dans [19], le montage présenté permet d'obtenir un monocycle de 2V crête-à-crête et de largeur

333ps à partir d'un signal carré de temps de montée de 10ns et de fréquence 10MHz.

La diode SRD utilisée possède un temps de transition de 75ps, une durée de vie nominale de 10ns et une capacité de jonction de 0,6pF. Dans [20], les mêmes auteurs proposent un autre circuit faisant appel à une diode SRD, une diode Schottky, un transistor FET et un amplificateur MMIC (Fig. 16).

Le circuit, réalisé en technique micro-rubans, permet d'obtenir des monocycles de largeur 300ps et d'amplitude crête-à-crête d'environ 2V, à une fréquence de 10MHz. Les monocycles sont obtenus par combinaison de deux impulsions en opposition de phase et décalées.

Dans [21], le montage proposé (Fig. 17) permet d'obtenir des monocycles de largeur 300ps et d'amplitude 200mV crête-à-crête avec des oscillations résiduelles ramenées à -17dB. Les monocycles sont obtenus par dérivation grâce à un simple filtre RC. L'avantage est que le monocycle a une durée proche de celle de l'impulsion utilisée. La source associée à la diode SRD produit un front raide réfléchi par le stub en court-circuit. La combinaison des deux signaux produit une impulsion dont la largeur est fixée par la longueur du stub. Un circuit composé de deux diodes Schottky, d'un stub et d'un circuit de polarisation permet d'éviter la production successive de plusieurs impulsions à partir d'un déclenchement et de réduire les oscillations après l'impulsion [7].

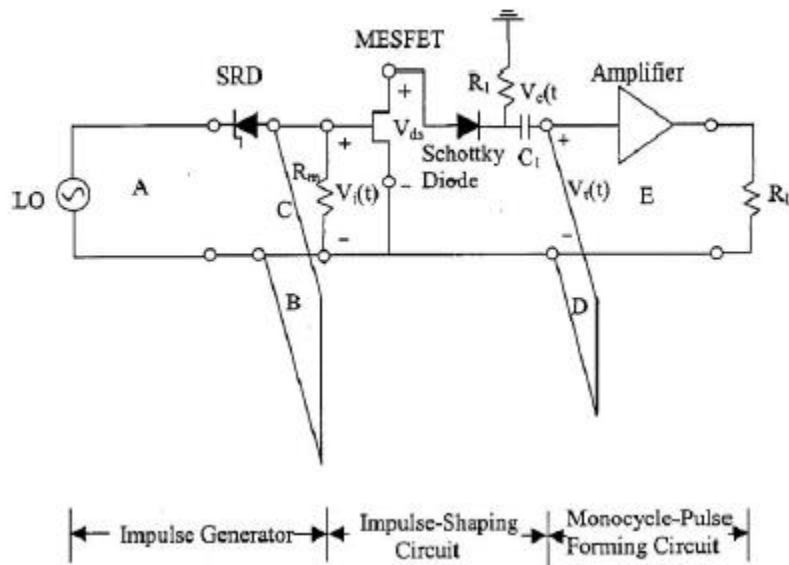


Fig. 16 – Générateur de front raide à diode SRD et transistor FET [7]

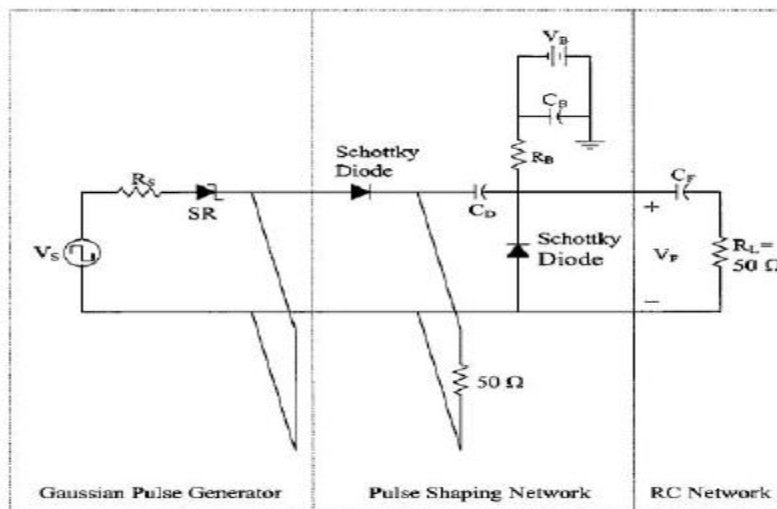


Fig. 17 – Générateur de front raide à diode SRD [7]

Dans [29], une structure à sortie différentielle est proposée. Les signaux produits en sortie sont des impulsions de largeur 335ps et d'amplitude 900mV ou 1,6mV à une fréquence de 20MHz.

Dans [22], une structure est décrite permettant de générer et moduler les impulsions ULB à partir du signal en bande de base. Le circuit permet d'obtenir un signal modulé en On-Off Keying (OOK), Pulse Position Modulation (PPM), Pulse Amplitude Modulation (PAM) et Phase Shift Keying (PSK). Le circuit proposé est simple et utilise deux diodes SRD tête-bêche (Fig. 18). La résistance R1 sert à appairer les impédances et le filtre LC produit une double dérivation permettant l'obtention de l'équivalent d'une dérivée seconde d'une impulsion gaussienne.

Le signal en bande de base est un signal carré sur trois niveaux $[-1, 0, 1]$ afin d'obtenir les différentes modulations. Les caractéristiques obtenues en mesure ne sont pas présentées.

Dans [23], le circuit proposé permet de modifier numériquement la durée de l'impulsion en

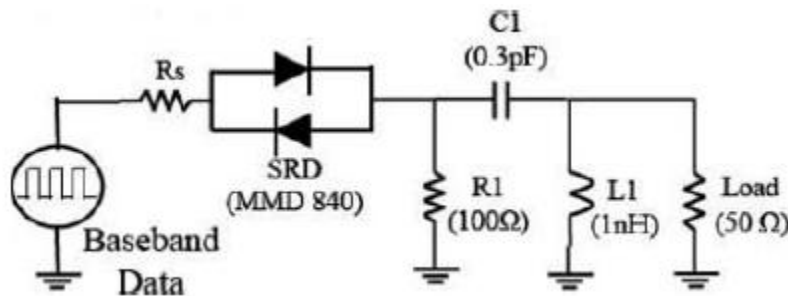


Fig. 18 – Générateur de front raide à deux diodes SRD [7]

commutant des modules constitués de lignes de transmission et diodes PIN afin d'ajuster la largeur de la bande de fréquences de l'impulsion. Les résultats de simulation montrent une variation de la bande de 550MHz à 2GHz. Les diodes SRD sont utilisables pour produire des signaux ULB mais dans la mesure où les plus performantes sont fabriquées en technologie non silicium, leur emploi est restreint à des montages hybrides.

4. Générateur d'impulsions à filtre réjecteur et oscillateur

Une étude a débuté en 2003 dans le cadre du stage de D.E.A. de Richard Thai Singama [1] portant sur la possibilité de générer des impulsions à partir de filtres et sans requérir de façon importante des circuits actifs. Dans le cadre de cette étude, un générateur d'impulsions utilisant le comportement transitoire d'un filtre réjecteur a été étudié. Le montage produit a été l'objet d'un dépôt de brevet [24].

Le principe est basé sur la génération d'un signal sinusoïdal exponentiellement amorti par un filtre réjecteur dont la fréquence de réjection correspond à celle du signal sinusoïdal. Le schéma de principe est représenté sur la figure Fig. 20. Un filtre en sortie permet de parfaire l'adaptation au gabarit, si besoin. En particulier, si le gabarit autorisé est passe-bande, un filtre passe-haut ou passe-bande est nécessaire.

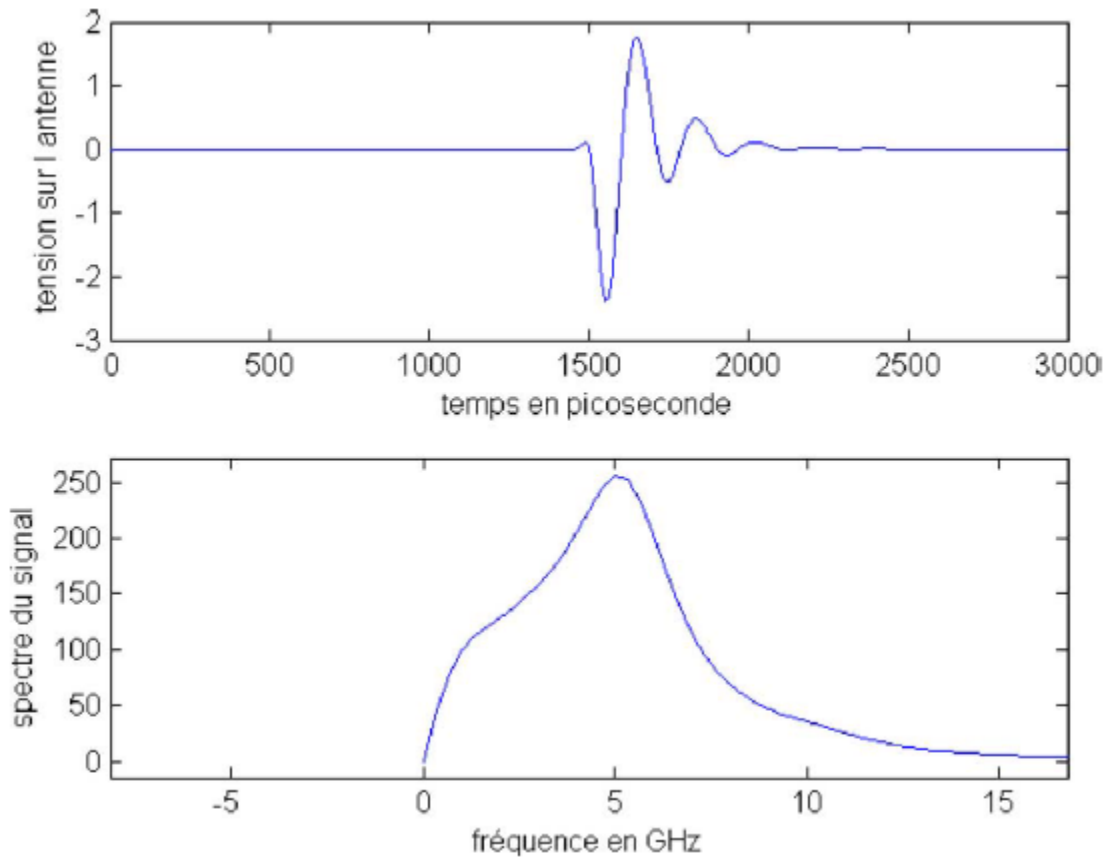


Fig. 19 – Résultats de simulation du montage à ligne artificielle [7]

Il est intéressant de noter qu'avec ce circuit tel que le définit le schéma de principe, une

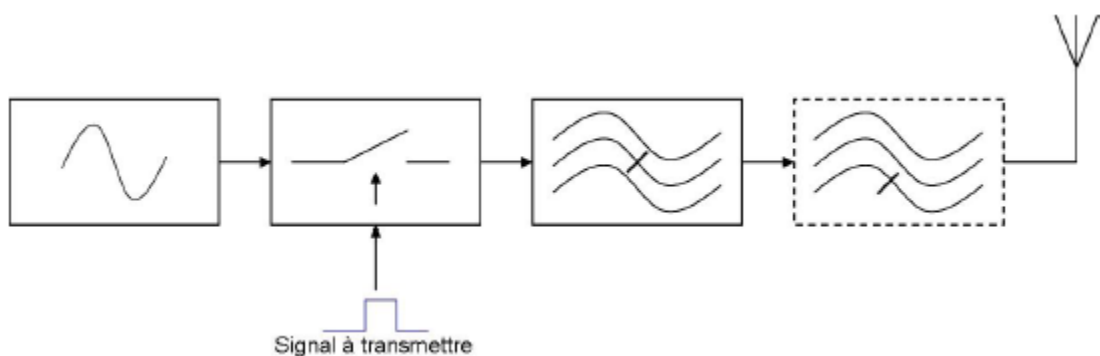


Fig. 20 – Schéma de principe du générateur d'impulsions à filtre réjecteur [7]

impulsion est générée à chaque transition du signal de commande. Les impulsions constituant une paire d'impulsions successives sont en opposition de phase.

La Fig. 21 présente la réalisation en composants discrets du circuit de génération d'impulsions dans lequel la résistance R1, la capacité C1 et l'inductance L1 définissent les caractéristiques du filtre réjecteur. La Fig. 22 montre la forme d'onde obtenue en simulation. Une amplitude de 200mV est obtenue ici pour un signal sinusoïdal de 1V crête-à-crête. La Fig. 23 présente la réponse spectrale obtenue et y superpose le gabarit de la FCC. La réponse obtenue montre une bande passante très large, supérieure à celle imposée par le gabarit considéré. Il est dès lors nécessaire d'adjoindre un filtre passe-haut avant l'antenne.

La fonction de transfert en transformée de Laplace du filtre réjecteur donne l'équation 11

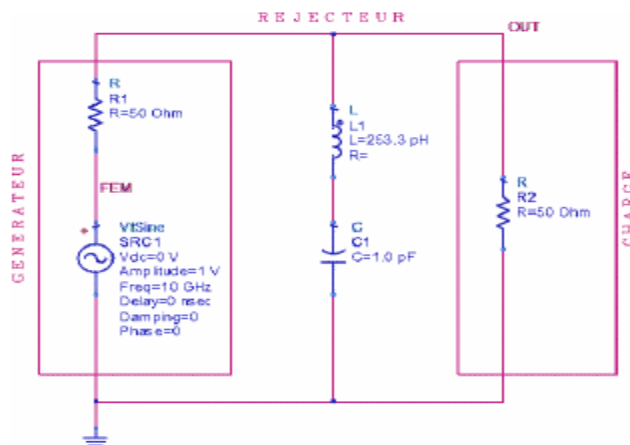


Fig. 21 – Circuit du générateur d'impulsions à filtre réjecteur [7]

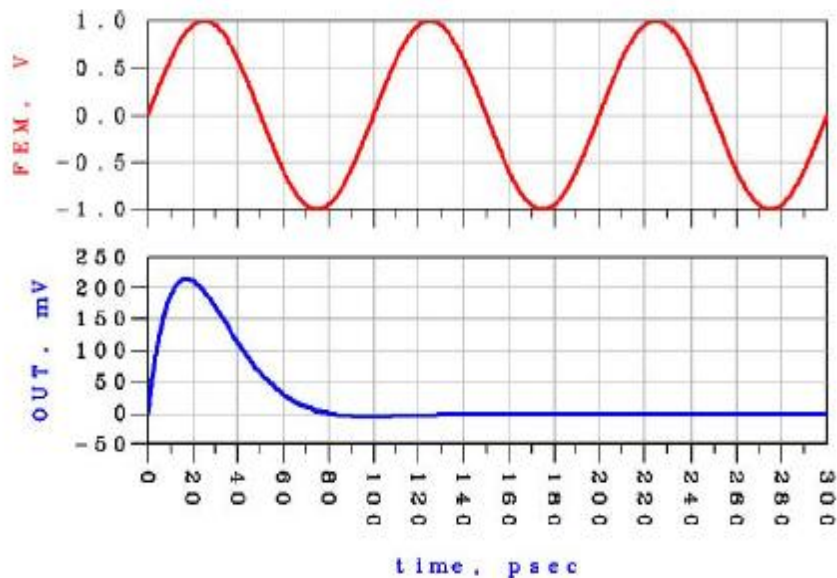


Fig. 22 – Forme d'onde temporelle [7]

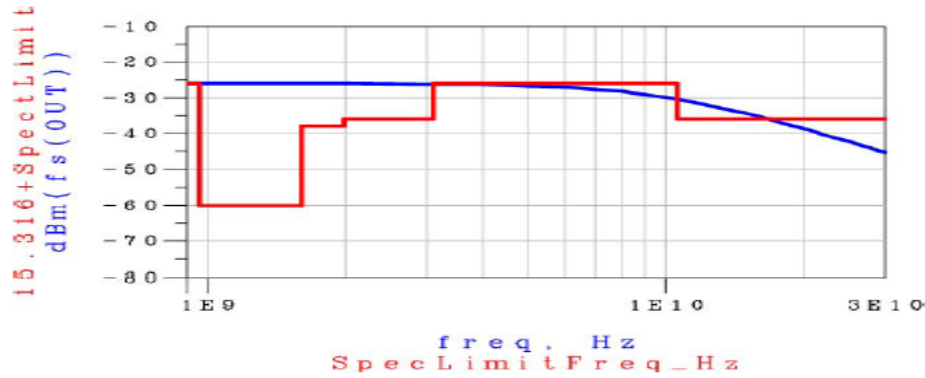


Fig. 23 – spectre de l'impulsion [7]

$$H(p) = \frac{1 + L_1 \cdot C_1 \cdot p^2}{1 + R_1 \cdot C_1 \cdot p + L_1 \cdot C_1 \cdot p^2} = \frac{1 + \frac{p^2}{\omega_0^2}}{1 + 2 \cdot m \cdot \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (11)$$

dans laquelle $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}}$ est la pulsation de réjection et $m = R_1 \cdot C_1 \cdot \frac{1}{2} \cdot \omega_0$ est le coefficient d'amortissement. L_1 et C_1 définissent donc la pulsation propre et R_1 le coefficient d'amortissement.

Par ailleurs, l'expression de Laplace de la fonction sinusoïde $e(t) = A \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)$ est donnée par l'équation 12

$$E(p) = \frac{A \cdot \omega_0}{\omega_0^2 + p^2} \quad (12)$$

L'expression en sortie est alors donnée par l'équation 13 ou encore dans le domaine temporel par l'équation 14. Le comportement en sortie est donc de type passe-bas du second ordre.

$$S(p) = E(p) \cdot H(p) = \frac{\frac{A}{\omega_0}}{1 + 2 \cdot m \cdot \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (13)$$

$$s(t) = e(t) * h(t) = \frac{A}{\sqrt{1 - m^2}} \cdot e^{-m \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot \sin(\omega_0 \cdot \sqrt{1 - m^2} \cdot t) \quad (14)$$

ω_0 doit être placée à la limite supérieure de la bande souhaitée. Le coefficient d'amortissement influe sur la largeur et la forme du spectre obtenu. En pratique, m est choisi entre 0,3 et 0,707 afin d'obtenir un spectre plat et éviter un pic de résonance important. A titre d'exemple, le filtre passe-haut du cinquième ordre représenté sur la Fig. 24-1 permet d'obtenir une réponse spectrale compatible avec la limite basse du gabarit de la FCC.

Il reste cependant un débordement non corrigé en l'état sur la limite haute. Un filtre passe bande est donc nécessaire. La principale limitation de cette technique telle qu'elle décrite ici réside dans la nécessité d'un oscillateur calé sur la fréquence de réjection du filtre placée à la

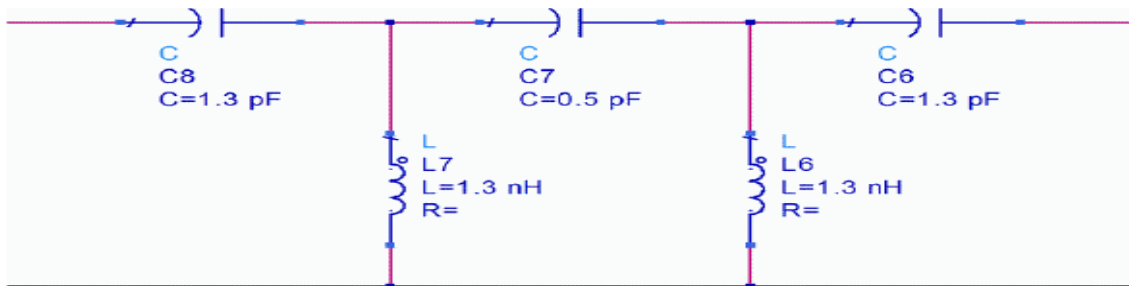


Fig. 24 -1- Filtre passe-haut du cinquième ordre [7]

limite haute de la bande. Cette caractéristique peut représenter un handicap en terme de cout d'implantation (surface et consommation) par rapport à des techniques sans oscillateur.

Dans les résultats de simulation montrés ci-dessus, le temps de montée ou de descente de la commutation du signal sinusoïdale est considéré nul constituant ainsi un cas idéal. Or, en pratique, la commutation n'étant pas instantanée.

Il est donc important de considérer l'impact de ce délai sur la réponse du générateur et de fixer une contrainte sur les temps de montée et de descente. Pour ne pas interférer sur la réponse, ce délai doit être inférieur ou égal à $\frac{T_0}{2} * \pi$ soit environ 16ps dans le cas d'une limite supérieure à 10GHz. Les simulations montrent cependant qu'un délai de 35ps peut être acceptable en pratique.

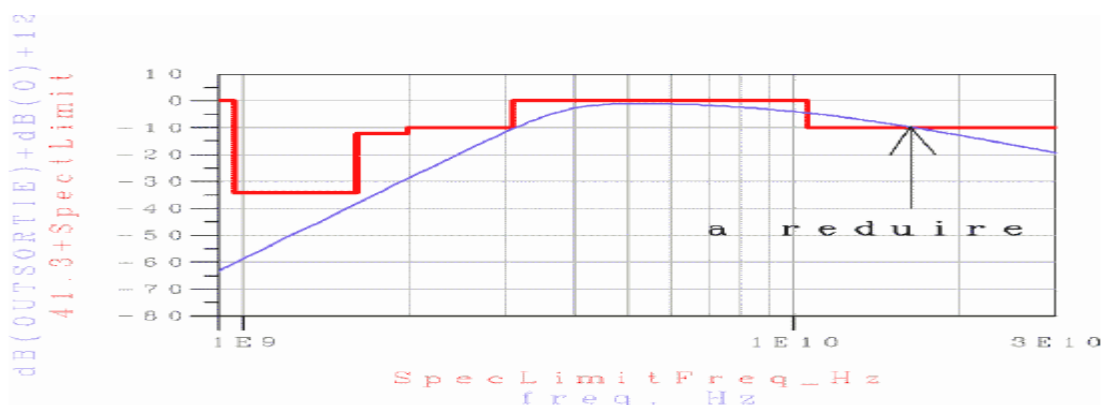


Fig. 24-2 – Spectre pour générateur avec réjecteur et filtre passe-haut [7]

5. Générateur d'impulsions à filtre passe-bande avec réjection et oscillateur

Une amélioration de la première technique pour le respect d'un gabarit donné consiste à utiliser un filtre passe-bande possédant des réjections à l'extérieur de la bande de part et d'autre. Cette étude a été menée par Richard Thai Singama dans le cadre de sa thèse de doctorat ([25], [26]). Un signal sinusoïdal de fréquence égale à la fréquence de réjection supérieure est utilisé en entrée du filtre.

L'ordre du filtre détermine le nombre de réjections et dès lors la raideur de la réponse en limite de bande. La fréquence de l'oscillateur est placée sur la réjection la plus élevée. Cette réjection disparaît dans le spectre en sortie du générateur.

La Fig. 25 représente un générateur à filtre passe-bande avec deux réjections. Les impédances formées par C1 et L1 d'une part et par C4 et L4 déterminent la bande passante et les impédances formées par C2 et L2 d'une part et par C3 et L3 déterminent les réjections.

Dans cet exemple, la fréquence de réjection haute est placée à 17,38GHz, ce qui nécessite des valeurs très petites des composants C3 et L3. Ceci peut être une limitation selon la technique de réalisation employée [7].

La Fig. 26 présente la forme temporelle de l'impulsion générée et la Fig. 27 son spectre.

Le montage a été l'objet d'expérimentation sur un circuit en lignes microrubans en ramenant le gabarit à un centième des valeurs nominales. Autrement dit, afin de respecter le gabarit de la FCC transposé en fréquence d'un facteur 100, il est nécessaire d'émettre une impulsion dont le spectre est contenu entre 31MHz et 106MHz. Ce transfert en fréquence est justifié dans le cadre d'une première expérimentation par la volonté de pouvoir travailler avec des fronts de signaux de l'ordre de 3, 5ns, ce qui s'obtient assez aisément et ne nécessite pas d'instrumentation coûteuse [7].

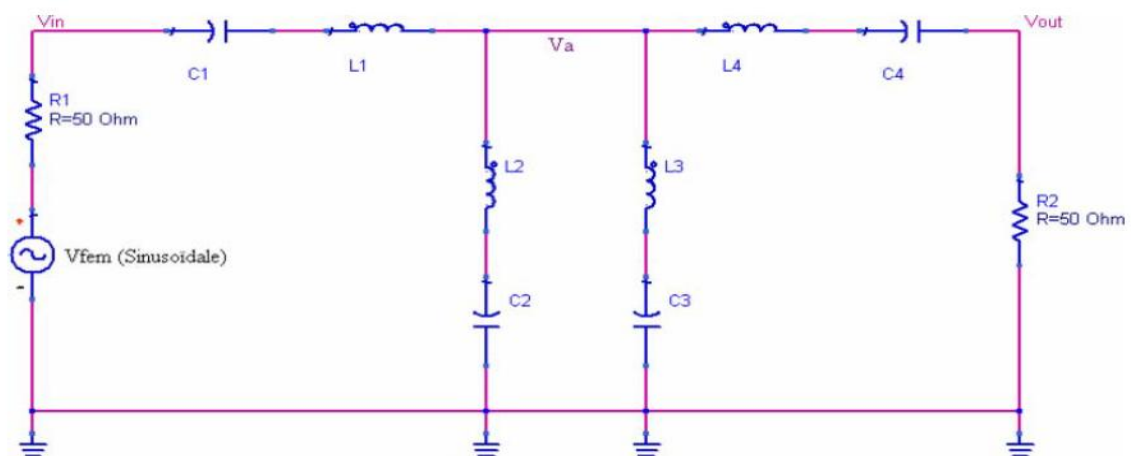


Fig. 25 – Générateur à oscillateur et filtre passe-bande [7]

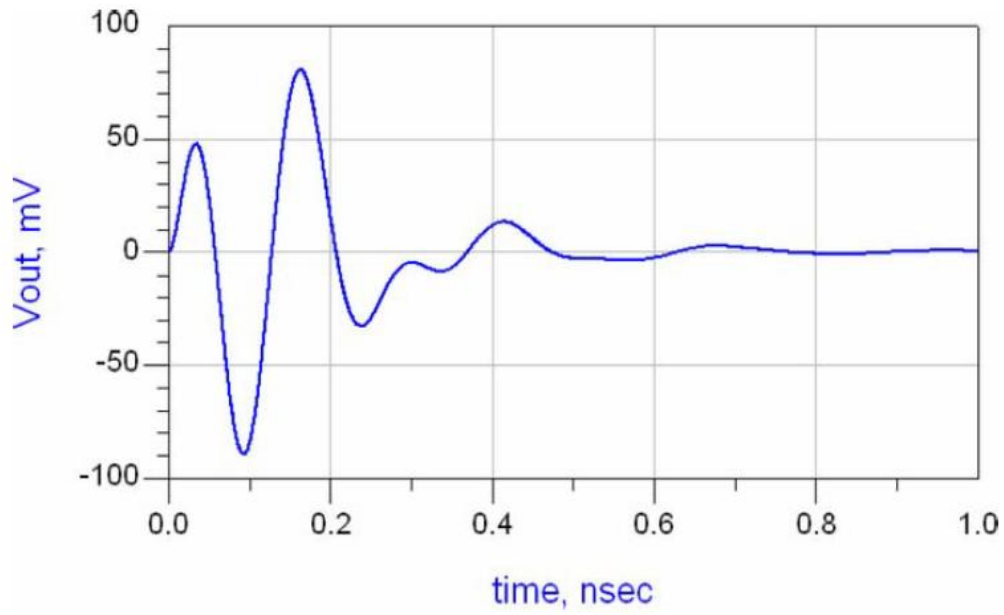


Fig. 26 – Impulsion produite [7]

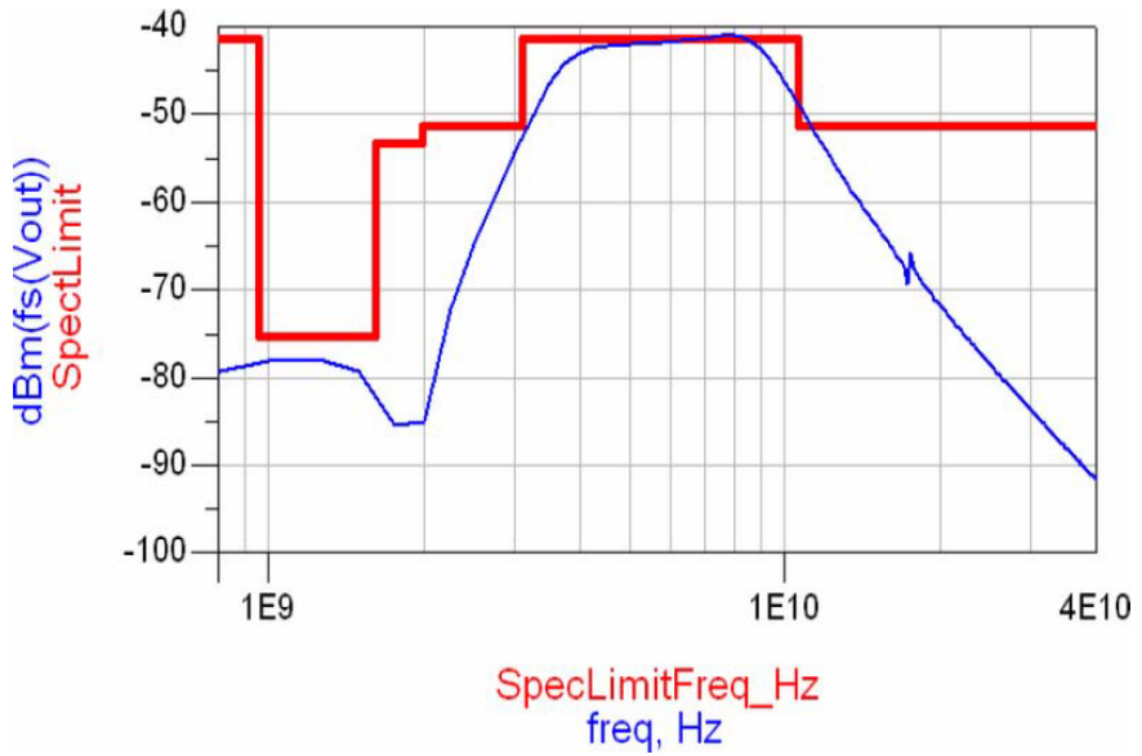


Fig. 27 – Spectre de l'impulsion [7]

6. Solution retenue pour la réalisation du générateur d'impulsions UWB-IR

Dans cette solution, on a utilisé une architecture simple pour générer des impulsions monocycles de l'ordre de quelques nanosecondes. L'impulsion monocycles a été obtenue à la sortie d'un filtre passe bande.



FIG.28. Bloc du générateur d'impulsions monocycles

Afin de respecter le gabarit de la FCC (3,1 GHz et 10,6 GHz) **transposé en fréquence d'un facteur 100**, il est nécessaire d'émettre une impulsion dont le spectre est contenu entre **31MHz** et **106MHz**. Ce transfert en fréquence est justifié dans le cadre d'une première expérimentation par la volonté de pouvoir travailler avec des fronts de signaux de l'ordre de 3, 5ns, ce qui s'obtient assez aisément et **ne nécessite pas d'instrumentation couteuse**.

Il s'agit d'un filtre passe bande, les capacités et les inductances ont les mêmes valeurs. En outre, les résistances internes de la source R2, ainsi que la résistance de chargement R1 sont tous deux à 50 Ω .

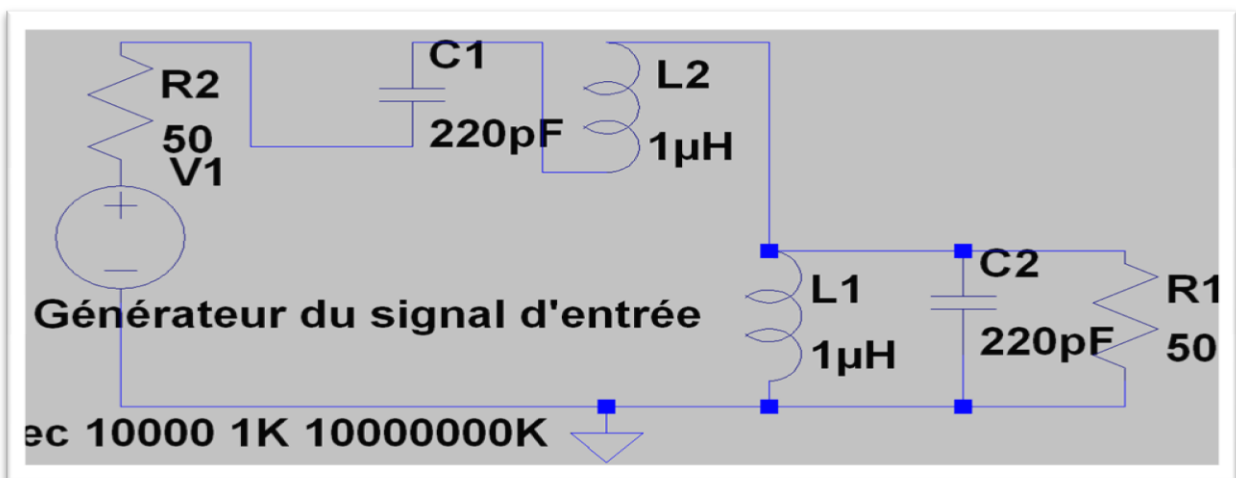


FIG.29. Schéma électronique du générateur d'impulsions monocycles (Sous LTspice 4)

La fonction de transfert du filtre est la suivante est donnée par l'équation (15) :

$$M(s) = \frac{\frac{s^2}{\omega_0^2}}{1 + 2 \cdot (\xi_1 + \xi_2) \cdot \frac{s}{\omega_0} + 4 \cdot \frac{s^2}{\omega_0^2} + 2 \cdot (\xi_1 + \xi_2) \cdot \frac{s^3}{\omega_0^3} + \frac{s^4}{\omega_0^4}} \quad (15)$$

La fréquence centrale du filtre est la suivante est donnée par l'équation (16):

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (16)$$

On a : $L = 1\mu\text{H}$ $C = 220\text{pF}$

Donc : **$\omega_0 = 4,69 \text{ GHz}$**

Les coefficients d'amortissement ξ_1 et ξ_2 sont donnés par l'équation (17) :

$$\xi_1 \times \xi_2 = \frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \times \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{4} \quad (17)$$

Il est montré théoriquement qu'une durée monocycle symétrique est obtenue par (18):

$$\tau = 0.55 \times (2 \cdot \pi / \omega_0) \quad (18)$$



FIG.30. Circuit du générateur d'impulsions monocycles (Prototype FCC/1000)

1^{er} Test

Pour pouvoir voir les caractéristiques de l'impulsion monocycle, on a attaqué dans un premier temps le circuit par un signal carré de fréquence 1MHz (figure 31), de période 400 ns et d'amplitude 1V, en sortie du circuit, on a obtenu une impulsion positive sur le front montant du signal carré d'entrée et une impulsion négative sur le front descendant du signal carré d'entrée, la durée l'impulsion est de 50 ns, l'amplitude est de 500 mV.

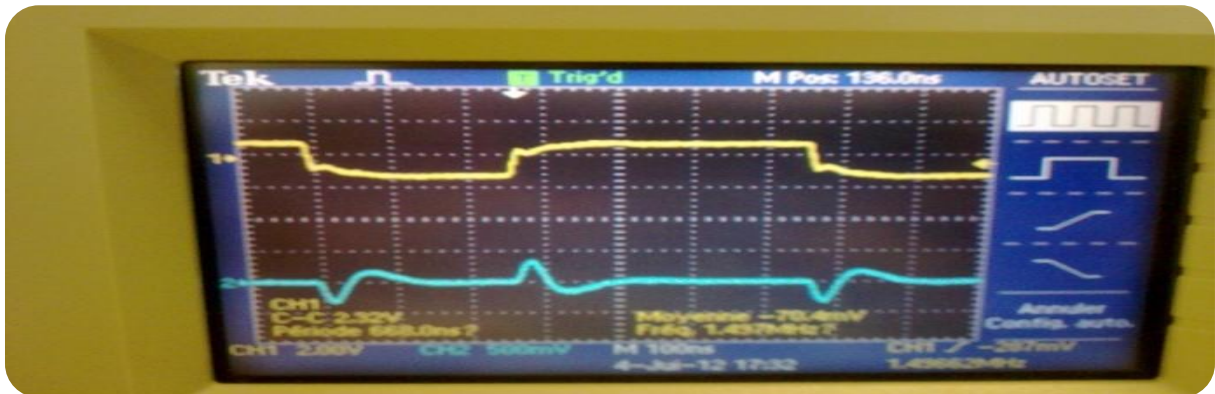


FIG.31. Signal Jaune : Signal carré à l'entrée du générateur (fréquence 1 MHz, période 400 ns, amplitude 1V)
Signal Bleu : Impulsion monocycle à la sortie du générateur (LICM 2012)

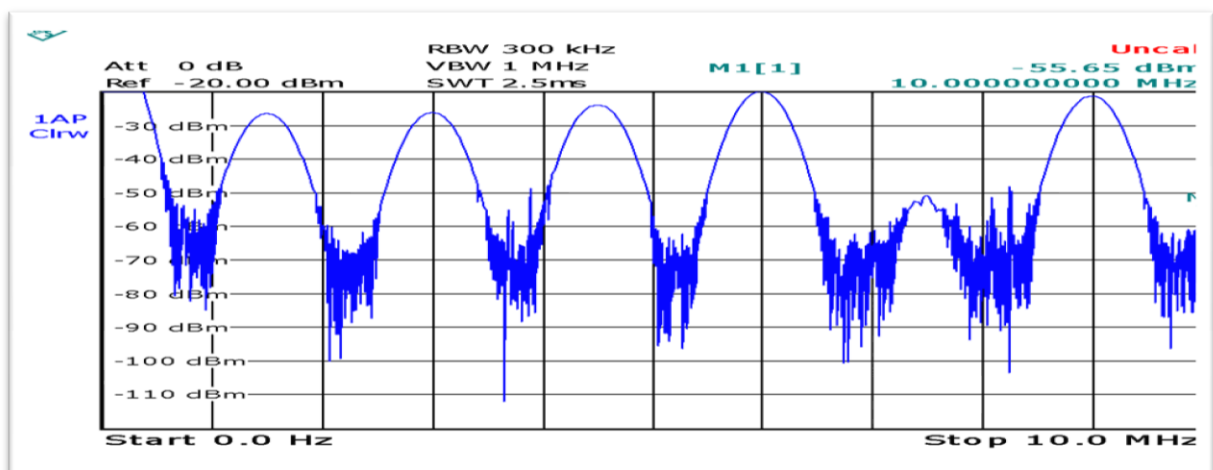


FIG.32. Spectre de l'impulsion monocycle à la sortie du circuit (fréquence entre 0 MHz et 10 MHz (FCC/1000))

- Le spectre est bien centré dans le masque FCC et présente une bonne occupation de la bande passante allouée (prototype FCC/1000).

2^{ème} Test

Dans un deuxième temps, on attaque le générateur (figure 30) encore une fois le signal carré d'entrée mais cette fois ci avec des caractéristiques différentes, de fréquence 3MHz, de période 30 ns et d'amplitude 1V.

En sortie du circuit, on a obtenu une impulsion monocycle, d'une durée de 50 ns et d'amplitude 200 mV.

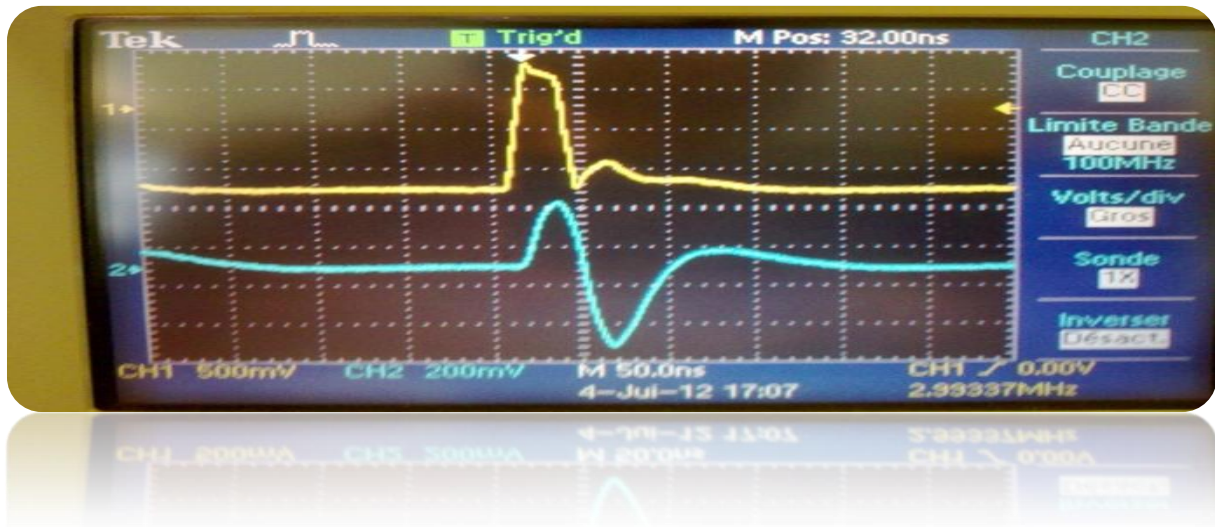


FIG.33. Signal Jaune : Signal carré à l'entrée du générateur (fréquence 3 MHz, période 30 ns, amplitude 1V)
Signal Bleu : Impulsion monocycle à la sortie du générateur (LICM 2012)

- D'après les deux tests, on a remarqué qu'en augmentant la fréquence du signal carré d'entrée, la durée de l'impulsion diminue.

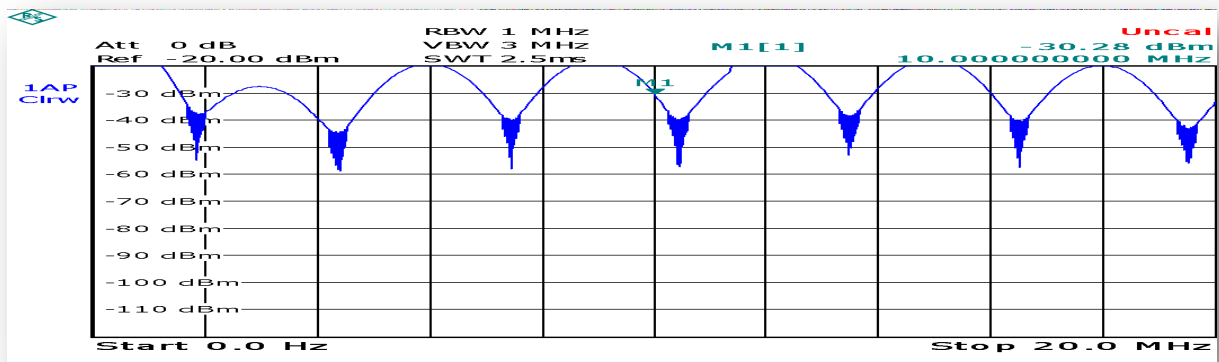


FIG.34. Spectre de l'impulsion monocycle à la sortie du circuit (fréquence entre 0 MHz et 2MHz)
(LICM 2012)

7. Conclusion

A partir d'un circuit facile à réaliser en utilisant un prototype FCC/1000, on a pu générer une impulsion monocycle de quelques nanosecondes.

Dans ce chapitre, nous avons décrit une approche originale pour la génération d'impulsions monocycles de courte durée pour les applications UWB. Nos résultats expérimentaux démontrent que ces impulsions de quelques nanosecondes ont été obtenues avec cette approche.

Nous avons souligné que le spectre de l'impulsion à la sortie du générateur n'est pas directement adapté à la fréquence de masque de la FCC. Au lieu d'ajouter un filtre, nous avons montré que le spectre de l'impulsion peut être ajusté pour réaliser cette adaptation en modifiant les paramètres de notre générateur d'impulsions. Ces travaux de recherche peuvent être amélioré vu que c'est un système qui nécessite pas de matériels très coûteux.

Chapitre 4 Canal UWB

I. Introduction

Le domaine des radiocommunications s'est enrichi, au cours du temps, d'une ample théorie de modélisation et de nombreuses techniques de mesure permettant la caractérisation du canal de propagation. L'étude approfondie de ce lien physique entre l'émetteur et le récepteur est absolument nécessaire à la spécification et à l'implémentation d'un système de télécommunication.

Les bonnes propriétés intrinsèques des signaux UWB permettent de résoudre un grand nombre de trajets dans le domaine temporel, apportant la contribution d'objets de dimensions bien plus petites (de l'ordre de quelques centimètres) par rapport aux systèmes large bande de type CDMA ou à étalement de spectre. En revanche, la très faible puissance d'émission tolérée n'assure en rien le bon fonctionnement des systèmes UWB dans toutes les configurations de canal, notamment dans les cas de non-visibilité (NLOS) sévère.

Ce chapitre présente les notions fondamentales associées à la propagation des ondes électromagnétiques dans l'air, les méthodes les plus courantes de sondage de canal et les modèles développés spécifiquement dans le contexte UWB ces dernières années. Ces études ont pour but d'affiner le bilan de liaison, de spécifier les caractéristiques des récepteurs ou encore d'optimiser les divers paramètres du système [4].

II. Propagation

1. Généralités

Dans un espace de propagation idéal, une chambre anéchoïde par exemple, seul le trajet direct entre l'antenne d'émission et celle de réception est capté, le reste de la puissance rayonnée étant absorbé par les parois de la chambre. Dans un canal réaliste de type *indoor*, différents types d'interactions entre l'onde rayonnée et l'environnement conduisent à la formation de trajets multiples.

L'étude approfondie au niveau physique de ces interactions entre les ondes électromagnétiques et les matériaux a permis le développement d'outils déterministes de prédiction de la propagation ([Uguen 2002], ou encore [Tehoffo-Talom *et al.*, 2004]).

1.1. Transmission (réfraction)

La transmission à travers une paroi entraîne une réfraction de l'onde à travers le matériau (*figure 35*). Les lois physiques applicables sont très proches de celles de l'optique (loi de *Snell Descartes*). Si l'on appelle i_1 l'angle d'incidence du front d'onde sur la paroi, i_2 l'angle de réfraction à l'intérieur du matériau, et n_1 et n_2 respectivement les indices de réfraction de l'air et de la paroi, alors peut être appliquée la relation :

$$n_1 \sin(i_1) = n_2 \sin(i_2). \quad (19)$$

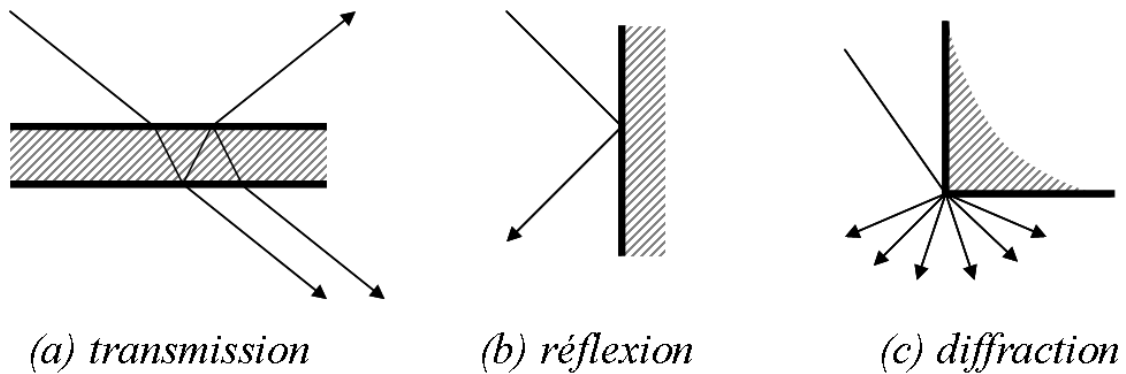


Fig. 35 – Différents types de contributions pour les trajets multiples [4]

Le front d'onde subissant une seconde réfraction à la sortie de la paroi, l'angle de sortie sera équivalent à celui d'incidence. En revanche, la transmission à travers la paroi induit une différence de marche (*ie.* un délai supplémentaire à l'arrivée) par rapport au trajet qui n'aurait pas traversé la paroi.

Lorsqu'un rayon frappe sur une paroi, toute l'énergie ne pénètre pas forcément dans la paroi, une partie peut aussi être réfléchié [4]

1.2. Réflexion

La loi de *Snell-Descartes* peut provoquer l'impossibilité mathématique :

$$\sin(i_2) = n_1 / n_2 \sin(i_1) > 1 \quad (20)$$

Dans ce cas, le trajet ne peut être réfracté dans la paroi, il est totalement réfléchi. La réflexion peut être, en fonction de la nature de l'interface, de type spéculaire (un rayon réfléchi unique, de même énergie) ou diffuse. Le changement abrupt de direction du front d'onde à l'interface peut entraîner, en fonction du type de réflexion, une inversion de phase du rayon réfléchi [4].

1.3. Diffraction

La diffraction entraîne un étalement spatial de l'énergie. Ce phénomène, complexe à modéliser, se produit lorsque le trajet de l'onde rencontre une discontinuité de type fente, arête ou coin. La diffraction sera d'autant plus forte que la longueur d'onde du signal est grande, donnant ainsi une certaine dépendance fréquentielle au canal de propagation [4].

2. Pertes de propagation (*Path Loss*)

Les pertes de propagation représentent un élément essentiel du bilan de liaison. Elles permettent d'introduire la portée du dispositif (distance entre les deux nœuds communicants) dans le calcul de la puissance reçue. Les pertes de propagation *PL* (*Path Loss*) sont définies simplement comme le rapport entre la puissance transmise et la puissance reçue :

$$PL = P_{TX} / P_{RX} \quad (21)$$

2.1. Espace libre

Dans le cas idéal de la propagation d'un trajet unique en espace libre, la densité de puissance rayonnée S à une distance d se propage sur une sphère de surface $4 \pi d^2$, et s'exprime comme :

$$S = \frac{P_{TX} G_{TX}}{4 \pi d^2} \quad (22)$$

avec G_{TX} le gain de l'antenne.

La puissance captée par l'antenne de réception est le produit de la densité de puissance rayonnée S et de l'ouverture (ou surface effective) A_{RX} de l'antenne de réception, qui a pour expression :

$$A_{RX} = \frac{c^2 G_{RX}}{4 \pi f_g^2} \quad (23)$$

où $c = 3 \times 10^8 \text{ m.s}^{-1}$ est la vitesse de propagation, et $f_g = \sqrt{f_{min} f_{max}}$ la fréquence géométrique du signal.

Ainsi, selon les expressions de A et S , la puissance reçue peut s'écrire comme :

$$P_{RX} = A \times S = P_{TX} \frac{G_{TX} G_{RX} c^2}{(4 \pi d)^2 f_g^2} \quad (24)$$

relation bien connue comme la loi de Friis.

La perte de propagation en espace libre, définie en (équation 2), peut alors être calculée :

$$PL = \frac{(4 \pi d)^2 f_g^2}{G_{TX} G_{RX} c^2} \quad (25)$$

Cette relation peut être source d'ambiguïté [Andrews, 2003] car elle fait apparaître que la puissance reçue décroît en $1/f^2$, rendant ainsi la perte de propagation dépendante de la fréquence du signal. En réalité, la perte de propagation est uniquement due au fait que la puissance rayonnée est répartie sur la surface de la sphère sur laquelle se propage l'onde électromagnétique (surface croissant en d^2). Le terme dépendant de la fréquence est uniquement un effet qui varie en fonction du choix des antennes (gain ou ouverture constants, cf. [Schantz, 2005]). Il est donc convenable d'adapter la formule de Friis dans le contexte UWB :

$$P_{R_x}(f) = \frac{P_{T_x}(f) G_{T_x}(f) G_{R_x}(f) c^2}{(4\pi d f)^2} = \frac{EIRP(f)}{4\pi d^2} A_{R_x}(f) \quad (26)$$

Dans ce sens, la perte de puissance est souvent exprimée comme une fonction de la distance :

$$PL_{dB} = PL_{0\ dB} + 20 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (27)$$

avec PL_0 la perte de puissance à une distance d_0 (typiquement 1m), prenant en compte les effets d'antenne susmentionnés. (A.N. : Pour une bande comprise entre 3 et 5GHz ($f_g = 3.9\text{GHz}$), la perte à 1m vaut $PL_0 = 44.2\text{dB}$ si les antennes d'émission et de réception sont parfaitement isotropes).

2.2. Environnement multitrajets

Dans un environnement réaliste, la puissance reçue est la somme des contributions de tous les trajets. Un canal peut donc être représenté comme la réalisation statistique d'un ensemble de trajets, dépendant de l'environnement de propagation. Ceci a deux conséquences majeures sur les pertes de propagation :

- ✚ La configuration du canal (visibilité directe ou non entre l'émetteur et le récepteur, nature et densité des obstacles et des réflecteurs, . . .) a un impact fort sur le *path loss*. Ceci se traduit par un coefficient de propagation n et un PL_0 dépendants du type de canal considéré.
- ✚ La perte de propagation est une variable aléatoire relatant que pour une même distance et un même type d'environnement, deux réalisations de canal n'auront pas nécessairement la même perte de propagation. Le terme employé pour cet effet est *shadowing* (zone d'ombre).

Ainsi, le *path loss* peut être écrit comme dans (équation 27), avec une contribution déterministe fonction de la distance, et une partie aléatoire représentant le *shadowing* :

$$PL_{dB} = PL_{0\ dB} + n10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \chi_{dB} \quad (28)$$

avec X_{dB} la variable aléatoire associée au *shadowing*, n le coefficient d'atténuation, et $PL0$ le *path loss* à une distance de référence $d = d_0$. Les valeurs ici définies sont extrêmement dépendantes du type de canal considéré, et font donc partie intégrante du modèle. A titre indicatif, la valeur de n varie d'environ 1.5 pour les cas en visibilité directe jusqu'à près de 5 pour les configurations présentant une forte non-visibilité.

III. Bilan de liaison

Le bilan de liaison permet d'évaluer la puissance disponible au niveau du détecteur, en fonction de la puissance envoyée par l'émetteur situé à une distance donnée. Pour cela, il faut connaître la puissance fournie, les différents gains et pertes subis par le signal dans le canal de propagation et dans le récepteur. Ce bilan permet d'obtenir la sensibilité requise pour le récepteur en fonction de la portée cible, ou inversement, la portée du récepteur en fonction de sa performance [4].

IV. Modélisation du canal UWB

1. Sondage du canal UWB

Une fois les généralités sur la propagation, nous allons étudier le canal de propagation spécifique à l'UWB.

La connaissance des paramètres physiques nécessaires à la modélisation du canal de propagation découle de l'exploitation de mesures obtenues lors de campagnes de sondage, effectuées dans des environnements réels pour les bandes de fréquences UWB.

Il existe deux méthodes pour effectuer le sondage du canal radio UWB.

La mesure peut être réalisée dans le domaine fréquentiel en utilisant des techniques de balayage fréquentiel : l'analyseur de réseau vectoriel (VNA : Vectorial Network Analyzer) sonde la bande UWB fréquence par fréquence à l'aide d'un signal bande étroite afin de construire la réponse fréquentielle du canal. On obtient, après transformée de Fourier inverse, sa réponse impulsionnelle.

La seconde méthode, dans le domaine temporel cette fois-ci, consiste à mesurer directement à l'aide d'un oscilloscope numérique la réponse impulsionnelle du canal. Les deux méthodes ont été largement utilisées, chacune ayant ses avantages et inconvénients.

Le principal avantage de la mesure dans le domaine fréquentiel avec VNA est la fonction de calibration qui permet d'ôter du résultat les différents composants de la chaîne de mesure, tels que les câbles, amplificateurs ou antennes. Ceci n'est pas le cas pour un sondage temporel avec un oscilloscope numérique, dont l'utilisation implique de mesurer la réponse de chacun des éléments de la chaîne de mesure et de les déconvoluer de la mesure du canal dans des étapes de post traitement qui peuvent alors être lourdes en termes de complexité et temps de calcul [4].

L'achat d'un oscilloscope numérique ayant les caractéristiques requises en termes de largeur de bande, de mémoire et de fréquence d'échantillonnage représente un coût très important, rédhibitoire pour un bon nombre de laboratoires. Les mesures en temporel nécessitent aussi la possession d'un générateur d'impulsions dans la bande considérée, dont le surcoût n'est pas négligeable. En revanche, le fait que l'antenne d'émission et celle de réception soient connectées à deux appareils différents permet d'augmenter la distance de mesure. En effet, avec un VNA, la longueur des câbles limite la mesure à une quinzaine de mètres [4].

Les mesures dans le domaine temporel permettent d'obtenir la réponse du canal d'un seul coup, ce qui est beaucoup plus rapide en termes de temps d'acquisition. Ceci autorise aussi l'étude de la stationnarité du canal, qui n'est pas possible avec un analyseur de réseau. En effet, l'analyseur reconstitue la réponse en plusieurs mesures successives. On peut aussi, en utilisant les différentes voies de l'oscilloscope. Enfin, le nombre de points de mesure étant souvent plus limité dans un VNA, la précision temporelle d'une mesure effectuée à l'aide d'un oscilloscope sera meilleure, car moins interpolée. Une fois la réponse impulsionnelle $h(t)$ obtenue, les caractéristiques du canal de propagation peuvent être modélisées afin de pouvoir effectuer des tirages statistiques pour les simulations et prendre en compte le canal dans la définition de la couche physique et dans la spécification des récepteurs. Traditionnellement, la réponse impulsionnelle $h(t)$ d'un canal à trajets multiples s'écrit sous la forme :

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (29)$$

2. Modèles IEEE 802.15.3a

Le modèle développé par le groupe de normalisation IEEE 802.15.3a [Molisch *et al.*, 2003] pour les WPAN haut débit diffère principalement par le fait que c'est un modèle réel et que la décroissance des amplitudes suit une loi de type log normale au lieu d'une décroissance exponentielle (ainsi les premiers trajets ne sont pas nécessairement les plus forts). De plus, des termes de fading indépendants sont appliqués à chaque trajet et à chaque cluster.

Le document [Foerster *et al.*, 2002] présente en détail la manière dont sont construites les réponses impulsionnelles et fournit un code Matlab permettant d'effectuer des tirages.

Les paramètres clés (distributions des temps d'arrivée et amplitudes des clusters et des trajets, termes de fading et de *shadowing*) ont été calculés pour 4 types d'environnements, créant 4 modèles que l'on nommera par la suite 3a-[1. . .4]. Le modèle 3a-1 caractérise un environnement de type LOS (*Line of Sight* – visibilité directe entre émetteur et récepteur), les modèles 3a-2 et 3a-3 des environnements de type NLOS et le 3a-4 un environnement en non-visibilité extrême.

Modèle	Configuration	portée [m]	n^*	χ_{dB}
3a-1	LOS	0 - 4	1.6	3
3a-2	NLOS	0 - 4		3
3a-3	NLOS	4 - 10	3	3
3a-4	NLOS extrême		5	3

*valeurs provenant de [Keignart et Daniele, 2002]

Tab.3 – Paramètres caractéristiques des modèles de canaux IEEE 802.15.3a

Le tableau 3 donne les caractéristiques pour chacun de ces modèles.

3. Modèles IEEE 802.15.4a

Le groupe de normalisation IEEE 802.15.4a pour les WPAN bas débit a lui aussi développé ses propres modèles de canaux. Le principal objectif du comité chargé de cette tâche a été d'étendre la portée des canaux du 15.3a, ce qui revient à modéliser des temps d'étalement plus importants. Les documents [Molisch et al., 2005, Molisch *et al.*, 2005] présentent en détail les différents paramètres des modèles et fournit les codes Matlab pour générer des tirages de réponses impulsionnelles.

Les modèles 4a diffèrent principalement des modèles 3a par le fait qu'ils sont complexes (Une phase uniformément distribuée entre 0 et 2π est attribuée à chaque trajet), que le nombre de composantes multitrajets est modélisé comme une variable aléatoire, et que le début de la réponse impulsionnelle est adouci (composantes plus faibles que les suivantes).

Une dépendance fréquentielle en f^{-2k} est également introduite.

Cette dépendance fréquentielle est censée apporter un raffinement supplémentaire sur la modélisation des diffractions, mais plusieurs incohérences dans le modèle proposé subsistent.

V. Etude du comportement du canal UWB dans le cas du LOS et du NLOS basé sur des mesures

Dans cette partie, nous avons essayer de justifier le choix de notre architecture ; nous avons utiliser des mesures canal UWB conduites à EURECOM dans deux cas de figures LOS et NLOS.

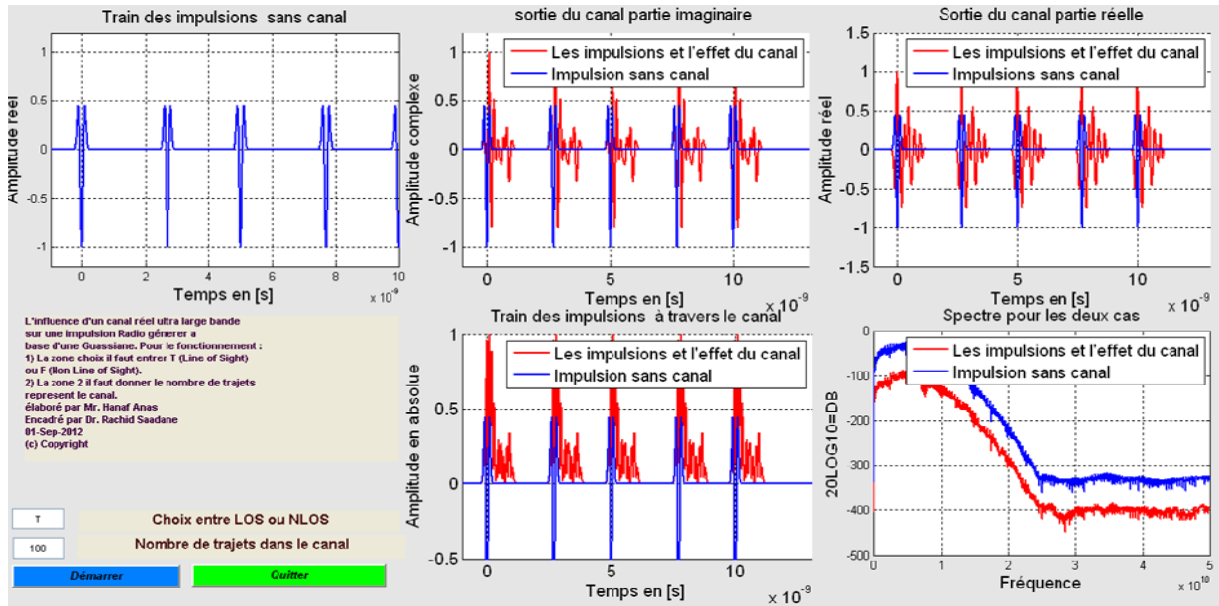


FIG.36.1. Canal avec visibilité directe avec 100 trajets

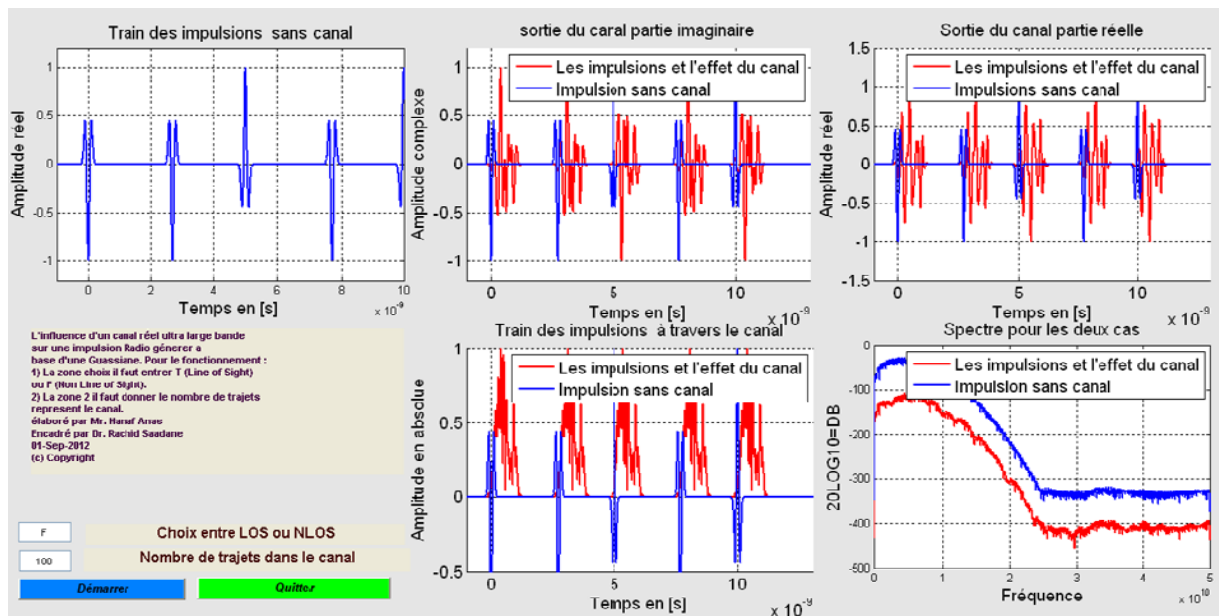


FIG.36.2 Canal sans visibilité directe avec 100 trajets

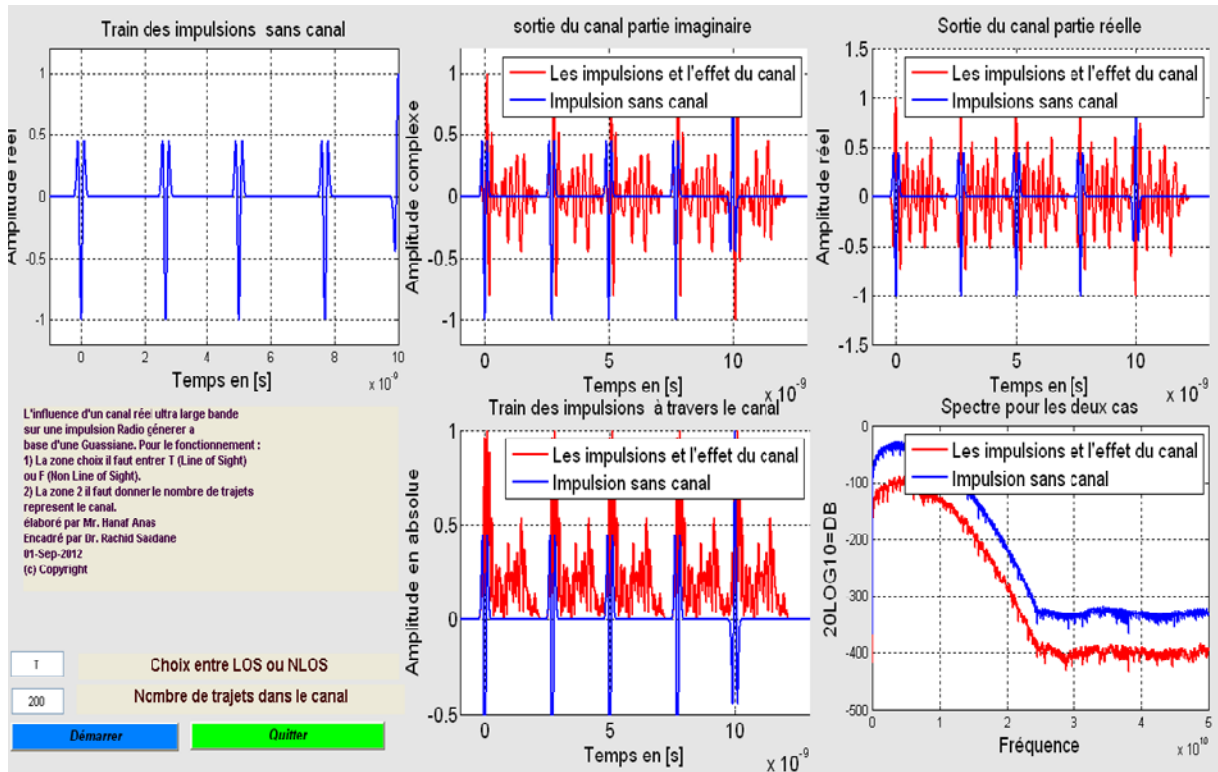


FIG.37. Canal avec visibilité directe avec 200 trajets

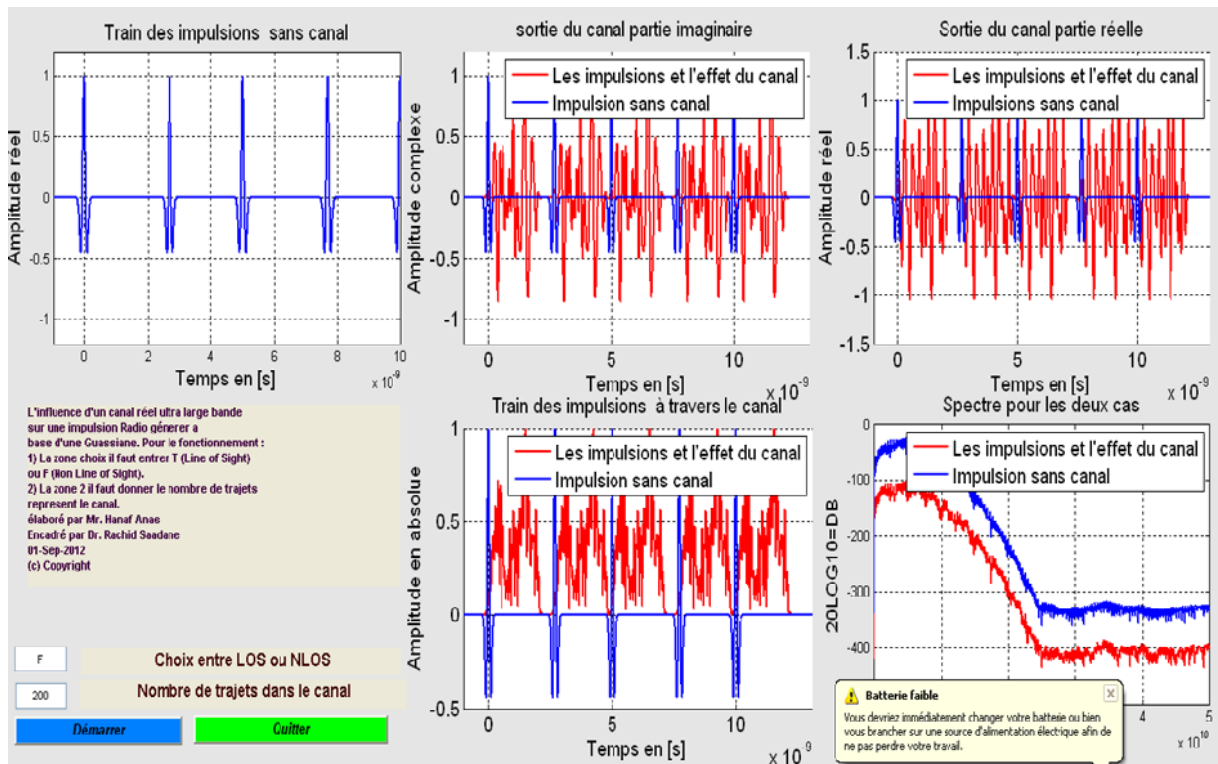


FIG.38. Canal sans visibilité directe avec 200 trajets

On constate qu'en LOS, on peut récupérer la synchronisation par contre en NLOS, la synchronisation cause un problème (FIG.38).

Donc à partir de cette étude sur le comportement du canal UWB, on sort avec une conclusion qui est en effet le but du chapitre suivant, qu'un récepteur cohérent n'est pas la solution adéquate pour une communication UWB-IR vu la complexité de l'estimation du canal.

Ainsi un récepteur non cohérent dont le principe est la détection d'énergie est notre solution retenue pour notre architecture.

VI. Conclusion

Dans un premier temps, le rappel des notions essentielles de propagation a permis de mettre en évidence les grands types d'interactions susceptibles de modifier la forme d'onde.

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés aux modèles de canaux à trajets multiples développés spécifiquement pour les communications UWB par les instances de normalisation et utilisés par la majeure partie de la communauté académique. La prise en compte de ces modèles est indispensable à la définition d'une couche physique et donc à la spécification du récepteur que nous utiliserons.

Chapitre 5 Récepteurs UWB-IR

Après avoir étudié les signaux UWB et les caractéristiques du canal dans lequel ils se propagent, nous allons nous intéresser à la manière dont ils peuvent être traités, toujours dans le cadre de l'UWB impulsionnel.

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

- ✚ Les approches dites cohérentes, qui permettent de retrouver intégralement la phase du signal reçu.
- ✚ Les approches différentiellement cohérentes qui ne permettent d'obtenir que la phase relative d'un symbole reçu par rapport au symbole précédent.
- ✚ Les solutions non cohérentes qui ne conservent pas d'information sur la phase du signal.

1. Modulations associées à l'UWB-IR

Dans ce paragraphe, nous présentons les principales modulations utilisées pour moduler le train d'impulsions et ainsi coder l'information à transmettre :

Modulation par la position de l'impulsion (PPM)

La modulation PPM consiste à décaler dans le temps la position de l'impulsion suivant le symbole à transmettre. C'est une modulation à plusieurs états comme le montre la figure 39.

L'expression mathématique du signal modulé en PPM peut être donnée par l'équation (30) :

$$s(t) = \sum_{k \in \mathbf{Z}} p(t - s_k \delta - kT_s) \quad (30)$$

Où δ est l'indice de la modulation en [s], $p(t)$ est l'impulsion élémentaire, s_k représente la séquence de positions et T_s est la durée symbole en [s].

Ce schéma de modulation présente les avantages suivants :

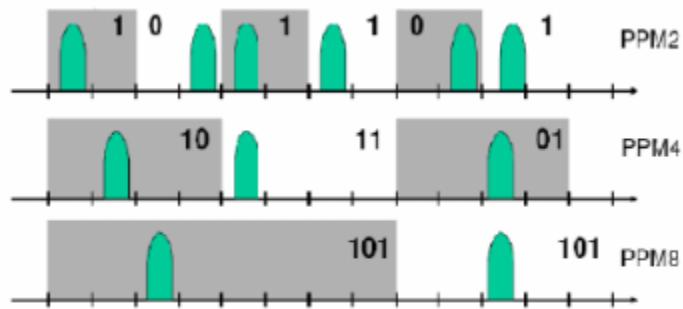


FIG. 39 – Séquence d’impulsions modulée en PPM à 2, 4 et 8 états [2]

- ✚ Il détruit la périodicité du train d’impulsions ce qui aplanit le spectre et entraîne une meilleure répartition de la puissance sur la bande.
- ✚ Il est capable de supporter une modulation à un grand nombre d’états grâce à la définition de différentes valeurs du décalage en temps.
- ✚ Sa mise en œuvre à l’émission est relativement simple, puisqu’il suffit de contrôler précisément l’instant d’émission de l’impulsion [2].

Modulation tout ou rien (OOK)

La modulation OOK consiste à coder l’information par la présence ou l’absence de l’impulsion au moment prévu. C’est une forme de modulation d’amplitude à un seul état dans la mesure où l’absence de l’impulsion peut être assimilée à une amplitude nulle.

L’expression mathématique du signal modulé en OOK peut être donnée par l’équation (31) :

$$s(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_k p(t - kT_s) \tag{31}$$

où a_k est la séquence d’amplitudes à transmettre a_k appartenant à $\{0, 1\}$. La figure 40 illustre le principe de la modulation OOK.

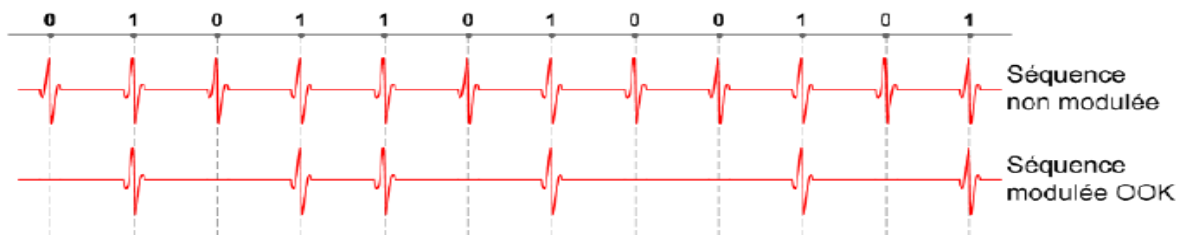


FIG. 40. Modulation OOK [2]

Les avantages d'une telle modulation :

- ✚ Sa mise en œuvre est simple à l'émission et à la réception. De plus, comme la position de l'impulsion ne varie pas, la synchronisation est aussi plus simple.
- ✚ Elle permet de casser la périodicité du signal et ainsi éviter les raies spectrales sous réserve que les données transmises ne soient pas périodiques.
- ✚ A puissance moyenne équivalente, sous l'hypothèse de l'équiprobabilité des symboles, la modulation OOK permet d'émettre des impulsions deux fois plus puissantes que dans le cas d'une modulation PPM. Ceci facilite la détection de l'impulsion par le récepteur [2].

Modulation à deux états de phase (BPSK)

La modulation BPSK consiste à coder l'information suivant la polarité de l'impulsion.

L'expression mathématique du signal BPSK peut être donnée avec l'équation (31) la différence ici est que a_k appartenant à $\{-1, 1\}$. Son principe est illustré par le schéma de la figure 41.

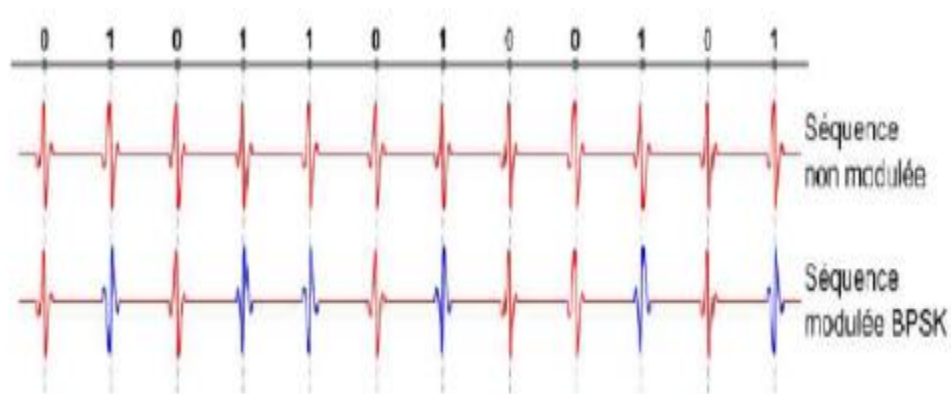


FIG.41 – Séquence d'impulsions modulée en BPSK

- ✚ Les signaux modulés sont antipodaux donc cette modulation définit deux états. Les avantages de la modulation BPSK :
- ✚ A taux d'erreur binaire identique, la modulation BPSK nécessite un rapport signal à bruit inférieur de 3 dB à celui requis pour les modulations PPM et OOK.
- ✚ La position des impulsions ne varie pas en fonction des données, les algorithmes de synchronisation sont plus simples. L'alternance régulière de l'impulsion et l'impulsion inversée supprime les raies spectrales qu'amène la périodicité du signal [2].

L'inconvénient de la modulation BPSK est qu'elle est à enveloppe quasi-constante donc incompatible avec un récepteur à détection d'énergie.

2. Architectures de réception

Dans cette section, nous présentons trois grandes familles d'architectures de récepteurs UWB-IR : les récepteurs cohérents, différentiels et non-cohérents.

2.1. Architecture cohérente

Le récepteur cohérent optimal pour un signal UWB-IR est un récepteur à corrélation. La structure d'un tel récepteur est donnée par la figure 42.

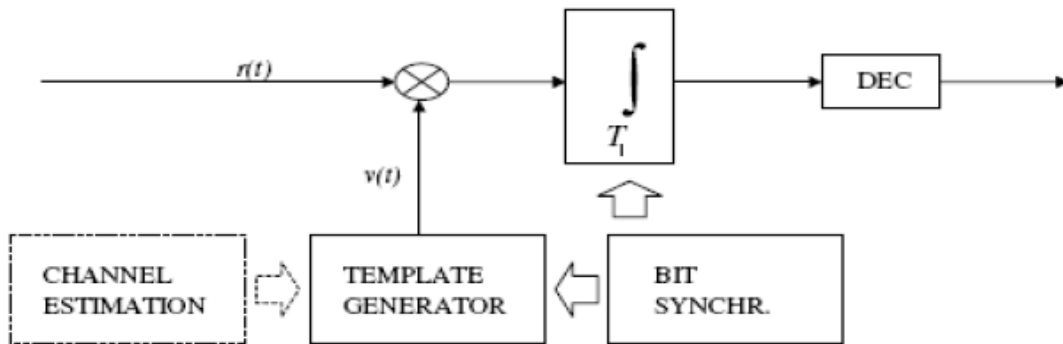


FIG. 42 – Structure d'un récepteur UWB-IR cohérent [2]

Le signal reçu est multiplié par un motif de corrélation généré localement. Ce motif est créé suivant les informations provenant des algorithmes de synchronisation et d'estimation du canal. Le résultat est passé à un intégrateur de durée d'intégration T_i et un bloc de décision.

Le récepteur optimal est un "rake" qui consiste à multiplier le signal reçu par le motif adapté.

Dans le cas d'un canal réel multi-trajets, le signal reçu subit des distorsions et l'estimation du canal doit estimer cette distorsion. Cette opération est très complexe. Dans la pratique, l'algorithme d'estimation du canal se contente de fournir au motif des informations sur les amplitudes et les délais des L trajets les plus forts.

Avec une technique de combinaison de type MRC (Maximum Ratio Combining), le motif de corrélation $v(t)$ est donné par l'équation (32) :

$$v(t) = \sum_{l \in B_L} \alpha_l p(t - \tau_l) \quad (32)$$

où $B_L = \{l_0, l_1, \dots, l_{L-1}\}$ sont les indices ordonnés des L trajets les plus forts, α_l et τ_l sont respectivement l'amplitude et le délai du trajet n° l introduits par le canal.

Sans perte de généralité, dans le cas d'une modulation BPSK, l'organe de décision démodule suivant le signe de la sortie de l'intégrateur. La décision est décrite par l'équation suivante (33) :

$$\hat{a}_n = \text{sgn} \left(\int_{nT_s}^{nT_s+T_i} r(t)v(t - nT_s) dt \right) \quad (33)$$

La durée d'intégration doit satisfaire la condition $T_i \geq \tau L - 1$.

Le récepteur cohérent nécessite l'opération de l'estimation du canal et une synchronisation précise ce qui entraîne plus de complexité des traitements du récepteur. Donc les récepteurs cohérents nécessitent une complexité et une consommation importantes. Par contre, ils sont les plus performants car ils sont très proches du récepteur optimal [2].

2.2. Architecture différentielle

La structure d'un récepteur différentiel est illustrée par la figure 43.

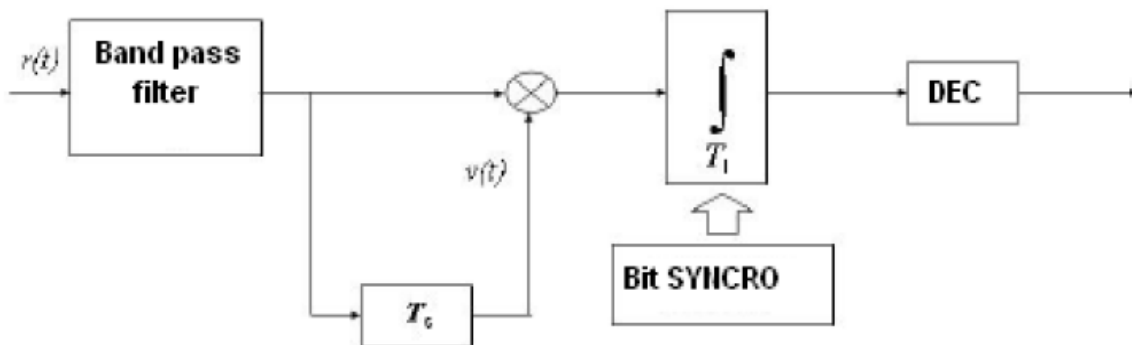


FIG. 43 – Structure d'un récepteur UWB-IR différentiel

Le principe du récepteur différentiel est de créer le motif à partir d'une réplique du signal reçu décalé de la durée symbole T_s . Ainsi, l'expression du motif est donnée par l'équation (34) :

$$v(t) = r(t - T_s) \quad (34)$$

L'opération de corrélation fait apparaître la variation d'amplitude entre deux impulsions consécutives porteuse de l'information transmise. Un filtre passe-bande de réponse impulsionnelle $z(t)$ et de bande B_w est utilisé pour limiter l'effet du bruit. La bande du filtre doit être conçue pour un compromis entre la réduction du signal utile et le bruit. Pour une

modulation BPSK différentielle, la décision se fait comme dans le cas du récepteur cohérent selon le signe de la sortie de l'intégrateur [27] :

$$\hat{a}_n = \text{sgn} \left(\int_{nT_s}^{nT_s+T_i} \tilde{r}(t) \tilde{r}(t - [n-1]T_s) dt \right) \quad (35)$$

où $\tilde{r}(t) = r(t) \otimes z(t)$.

Le récepteur différentiel peut s'en passer de l'opération de l'estimation du canal en générant le motif à partir du signal reçu. La complexité de cette structure de réception provient de la difficulté à implémenter la ligne à retard. La complexité globale est simplifiée par rapport au récepteur cohérent en contre-partie d'une perte des performances [2].

2.3. Architecture non-cohérente

Le schéma de la figure 44 montre la structure d'un récepteur non-cohérent.

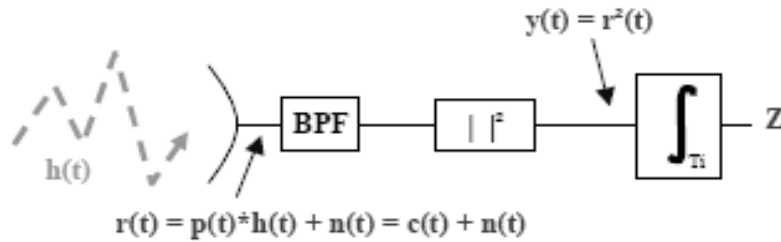


FIG. 44 – Structure d'un récepteur UWB-IR non-cohérent [2]

Le récepteur non-cohérent est un récepteur à détection d'énergie constitué d'un filtre passe-bande pour réduire le bruit, un organe de mise en carré, un intégrateur et la prise de décision. Une telle architecture ne permet pas de démoduler un signal modulé en phase comme la modulation BPSK. Pour une modulation OOK où le signal émis est donné par l'équation (31), la prise de décision se fait en comparant la sortie de l'intégrateur à un certain seuil :

Le Seuil doit être fixé à un niveau supérieur au bruit. Le récepteur non-cohérent n'a pas besoin de la corrélation par un motif généré localement grâce à une mise en carré pas trop complexe de point de vue implémentation. De plus, la précision de synchronisation est relâchée par rapport à un récepteur cohérent. Ainsi, la complexité et la consommation du récepteur non-cohérent sont largement inférieures.

$$\hat{a}_n = 1 \Leftrightarrow \left(\int_{nT_s}^{nT_s+T_i} r(t)^2 dt \right) \geq \text{Seuil} \quad (36)$$

La contre-partie est une dégradation des performances par rapport aux architectures différentielles et cohérentes.

3. Choix du récepteur non cohérent à détection d'énergie

Dans la partie réception, on a choisi comme solution, un récepteur non cohérent à détection d'énergie et puisque ce récepteur est basé sur l'énergie du signal, l'information n'est pas codée par la polarité de l'impulsion mais par son amplitude.

Dans ces travaux de recherche, nous avons travaillé au Laboratoire LICM sur la partie détection d'énergie.

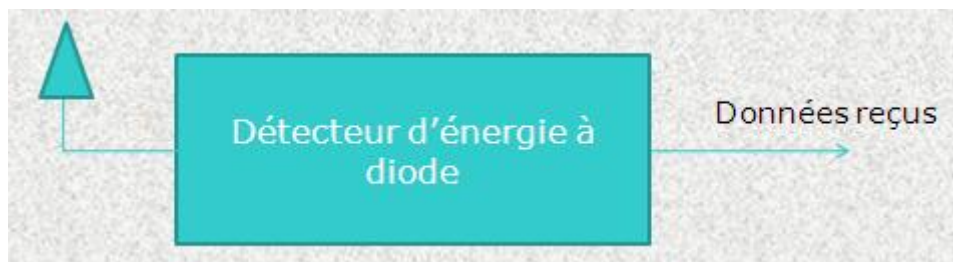


FIG.45. Schéma bloc du détecteur d'énergie à diode

Détecteur d'énergie à diode

Le détecteur d'énergie à base de diode redresse le signal RF afin d'obtenir une tension continue. Cette tension varie en fonction de la puissance du signal RF.

Le courant qui circule dans une diode en polarisation directe suit la relation suivante (37) [6] [28] :

$$I = I_0 \left(e^{\frac{q}{nkT} V_j} - 1 \right) \quad (37)$$

I_0 et n sont des constantes, k est la constante de Boltzmann, q est la charge d'un électron, T est la température en Kelvin et V_j est la tension aux bornes de la diode. En exprimant cette relation par une série de puissance [6][28] :

$$I = I_0 \left(\frac{q}{nkT} V_j + \frac{\left(\frac{q}{nkT} V_j \right)^2}{2!} + \frac{\left(\frac{q}{nkT} V_j \right)^3}{3!} + \dots \right) \quad (38)$$

Une faible puissance est associée à une faible tension V_j , et le courant moyen résulte des termes de (38) qui sont d'ordre paire. Sur une plage de puissance faible, le terme d'ordre 2 prédomine, et ainsi le courant moyen dans la diode croit presque proportionnellement avec le carré de la tension du signal, donc la puissance.

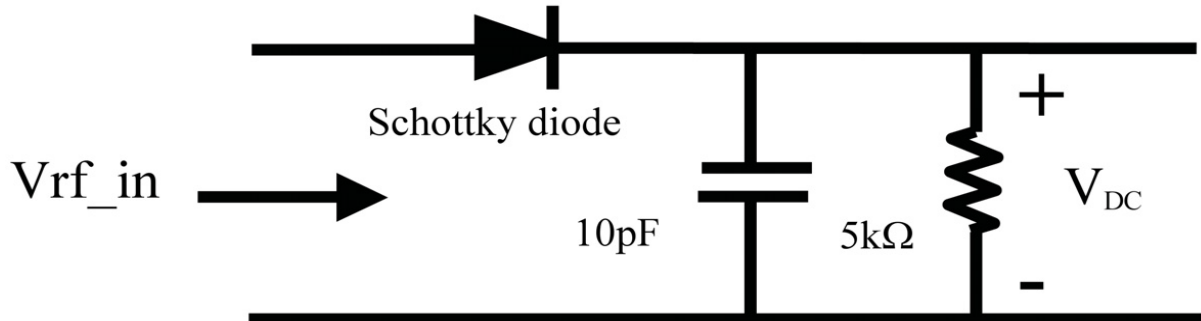


Figure.46. Circuit du détecteur de puissance RF à diode [6]

Le circuit de la figure 46 est un circuit de détecteur d'énergie à diode. La tension V_{DC} varie en fonction du courant dans la diode, qui suit une relation carrée en fonction de la tension RF à l'entrée du circuit. Le condensateur filtre le signal RF, et ainsi V_{DC} est uniquement l'enveloppe du signal. Le courant est approximé par :

$$I \approx I_0 \left(\frac{q}{nkT} V_j + \frac{\left(\frac{q}{nkT} V_j \right)^2}{2!} \right) \quad (39)$$

Ce détecteur **mesure uniquement la partie positive du signal RF**.

On utilise une diode Schottky car elle détecte des signaux à plus haute fréquence, puisqu'elle n'accumule pas de charge à sa jonction et donc permet une variation du courant en fonction de la relation (37) à des fréquences plus élevées que dans le cas d'une jonction PN.

De plus, la sensibilité de la diode Schottky est plus grande que celle des autres diodes.

Une plage dynamique qui s'étend de -70 dBm à 20 dBm, un temps de réponse plus petit que $10 \mu\text{s}$ et une fréquence maximum d'opération égale à 100 GHz sont atteignables [6].

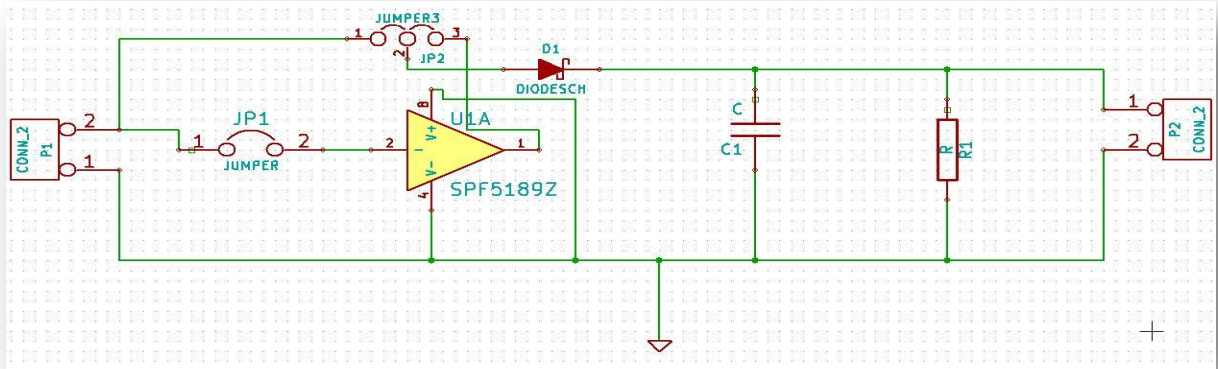


FIG.47. Schéma électronique du détecteur d'énergie à diode

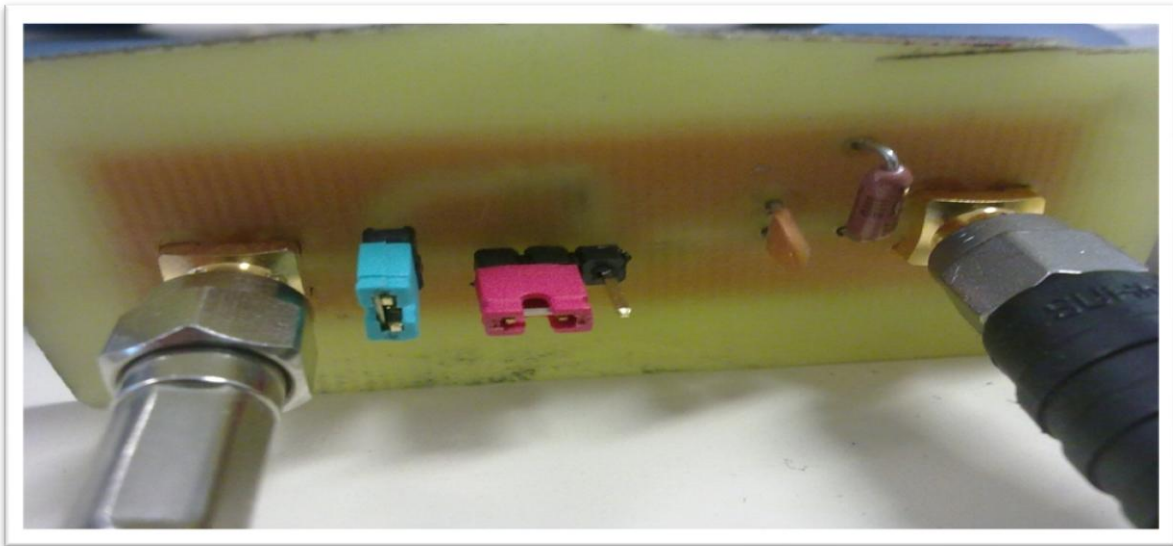


FIG.48. Circuit du détecteur d'énergie à diode (LICM 2012)

Pour pouvoir tester le détecteur d'énergie, on a branché la sortie du générateur d'impulsions monocycles étudié dans le chapitre 3 à l'entrée du détecteur d'énergie, sur l'oscilloscope, on a constaté comme quoi l'impulsion est détectée (FIGURE 49)

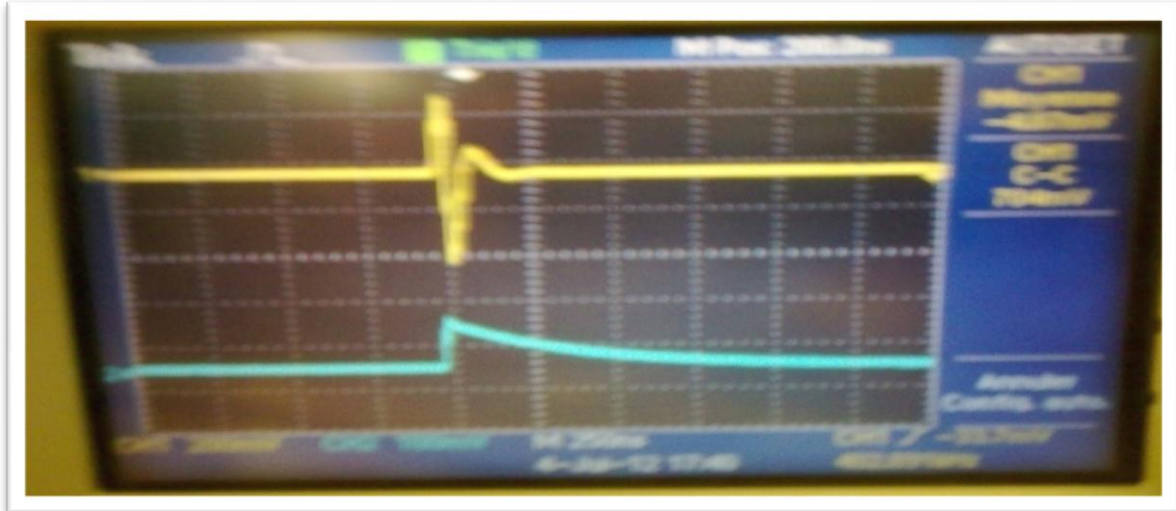


FIG.49. Signal en **jaune** : l'impulsion monocycle à l'entrée du récepteur

Signal en **bleu** : Détection d'énergie de l'impulsion (LICM 2012)

Pour ce qui est de la transmission, on travaillé sur une transmission filaire, on a pu grâce à des travaux de recherches sur les antennes VIVALDI (Antenne Ultra Large Bande : publication de Yazhou Wang, Aly E. Fathy [8]) faire une transmission sans fil mais on a constaté que les antennes sont adaptés à des fréquences hautes alors que dans les circuits réalisés, on a travaillé sur un prototype FCC/1000 (Richard Thai Singama [1]).

4. Le démonstrateur

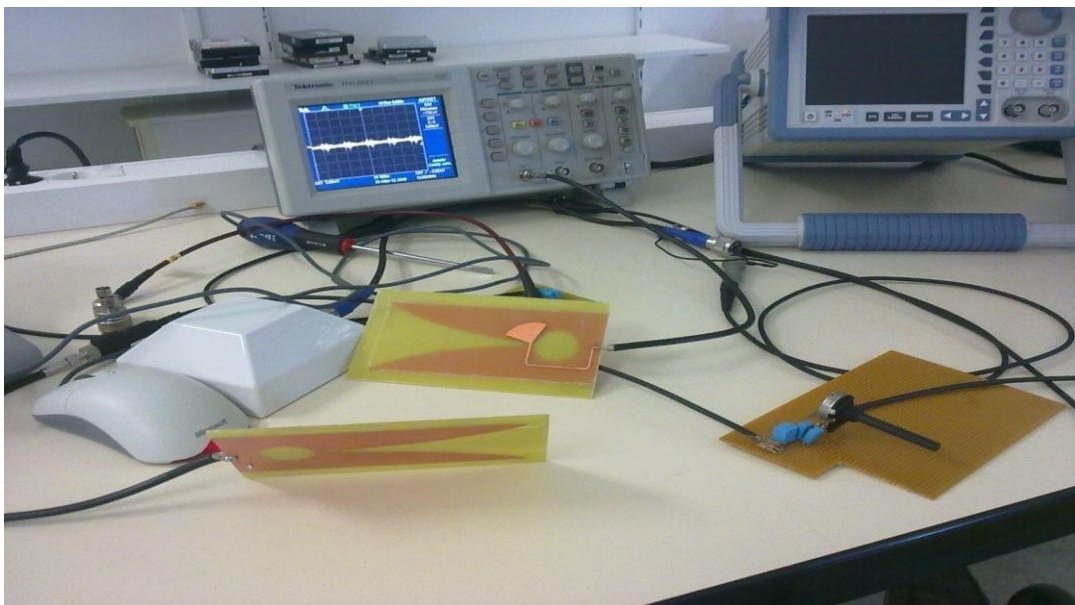


FIG.50. Le démonstrateur (LICM 2012)

Paramètres de la manipulation :

- ✚ Générateur d'impulsion monocycle.
- ✚ Antenne VIVALDI.
- ✚ Détecteur d'énergie à diode Schottky (détection des fréquences allant jusqu'à les GHz).

5. Conclusion

Grace à une architecture simple et moins couteuse, on a pu transmettre une impulsion monocycle et cela en utilisant un générateur d'impulsions monocycles en émission et un détecteur d'énergie à diode coté réception.

Concernant le récepteur non cohérent, on a travaillé plus sur la partie détection. Il existe encore d'autres blocs à traiter à savoir l'intégrateur et le détecteur de seuil qu'on n'a pas pu traiter faute de temps.

Conclusion générale

L'objectif général des travaux présenté dans ce mémoire de stage de recherche qui rentre dans le cadre d'un grand projet présenté par LICM est de développer un nouveau réseau de capteurs sans fil qui permet de mesurer le niveau d'anxiété chez une personne. La solution proposée dans ce manuscrit répond à une partie de ces objectifs. En effet, nous avons pu valider le prototype de la partie émission et réception UWB-IR. La participation active à ce projet m'a permis d'approfondir mes connaissances dans le domaine des réseaux de capteurs à savoir l'UWB-IR, de bien maîtriser les techniques de générations d'impulsions monocycles et de définir les spécifications techniques et fonctionnelles requises pour la validation et la réalisation des circuits électroniques.

Due à la taille et l'importance de ce projet, Il convient comme même de signaler que ces travaux de recherches nécessitent des améliorations au niveau des circuits vu qu'on travaille en Ultra Large Bande. Ce mémoire de stage recherche peut éventuellement faire l'objet d'une aide bibliographique pour un projet de thèse ou dans le cas échant, donner lieu à un prochain projet de fin d'études.

Ce stage de fin études m'as permis d'intégrer la vie active dans les meilleures conditions possibles. J'y ai découvert le monde de la recherche, les contraintes que cela implique et les méthodes à mettre en œuvre pour contribuer à répondre à l'élaboration d'une nouvelle contribution. Cette expérience a été très riche et positive tant humainement que professionnellement.

En conclusion, je peux confirmer que l'étude de ce Projet au LICM à Metz était très intéressante pour ma formation. En effet, elle m'a permis d'approfondir mes connaissances et d'appliquer des concepts technologiques dans le domaine Electronique et Télécom. elle m'a également permis une ouverture sur l'environnement et les conditions de travail d'un chercheur. Elle a constitué en ce sens une expérience très riche.

Bibliographies

[1]: “Demonstration of a Low-Cost Monocycle Pulse for UWB Radio Transceiver”, Richard Thai-Singama, Jean-Pierre Belin, Frédéric Du Burck, Marc Piette.

[2] : Rapport “Conception d’une chaîne de communication pour réseaux BAN sur couche PHY UWB-IR », Ahmed BENFARAH.

[3] : « <http://www.licm.fr> » Dr camille DIOU, réseaux de capteurs, Projet « PsyPocket » : Système d’évaluation et d’analyse d’états d’anxiété.

[4] : Thèse « Développement d’Architectures Avancées pour Communications Ultra Large Bande (UWB) dans des Applications Bas Débit », Samuel Dubouloz.

[5] : Rapport « Évaluation de méthodes d’accès pour des réseaux de capteurs sans fil », Mohammed TABAA, LICM 2011.

[6] : Rapport « Conception et réalisation CMOS d’un détecteur de puissance RF pour un système automatique d’adaptation d’impédance », François Dominique RICHARDSON, 2011.

[7] : Rapport « Architectures radiofréquences pour l’émission de signaux impulsionnels à ultra large bande », Jean-François Naviner.

[8]: “Design of a Compact Tapered Slot Vivaldi Antenna Array for See Through Concrete Wall UWB Application;s”, Yazhou Wang, Aly E. Fathy, EECS Department, University of Tennessee, Knoxville, USA.

[9] : Thèse « Étude et implémentation d'une couche physique UWB impulsionnelle à bas débit et faible complexité », Jean Schwoerer.

[10] : ”A New Ultra-Wideband, Ultra-Short Monocycle Pulse Generator With Reduced Ringing”, Jeongwoo Han and Cam Nguyen.

[11] : Projet Interne I3 : Simulation d’une chaîne de communication UWB (Ultra Wide Band) de type impulsionnel, Bardoz Sébastien, Mammou Omar, Moysan Erika, en collaboration avec Dr. Marchaland et en lien avec la société STMicroelectronics.

[12] : Thèse « Etude et conception d'antennes Ultra Large Bande miniaturisées en impulsions », Laurence BABOUR, 2009.

[13]: “Design and fabrication of on chip microwave pulse power detectors”, Woochul Jeon, Doctor of Philosophy, 2005.

[14] : Thèse « Etude et faisabilité d'un système Ultra Large Bande (ULB) en gamme millimétrique en technologie Silicium avancée », Marie DEVULDER, 2008.

[15] : « <http://www.licm.fr> » Dr camille DIOU, réseaux de capteurs, Projet « PsyPocket » : Système d'évaluation et d'analyse d'états d'anxiété.

[16] :Guofeng Lu, P. Spasojevic, and L. Greenstein. Antenna and pulse designs for meeting uwb spectrum density requirements. In Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on, pages 162–166, 2003.

[17] : James R. Andrew. Tunnel diode pulse generator. U.S. patent, (us0396714), 1975.

[18] : Hewlett Packard. Pulse and waveform generation with step recovery diodes. Application note 918, H.P., Oct 1984.

[19]: Jeong Soo Lee, C. Nguyen, and T. Scullion. New uniplanar subnanosecond monocycle pulse generator and transformer for time-domain microwave applications. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 49(6) :1126–1129, 2001.

[20] : Jeong Soo Lee and Cam Nguyen. Novel low-cost ultra-wideband, ultra-short-pulse transmitter with mesfet impulse-shaping circuitry for reduced distortion and improved pulse repetition rate. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters], 11(5) :208–210, 2001.

[21] : Jeongwoo Han and Cam Nguyen. A new ultra-wideband, ultra-short monocycle pulse generator with reduced ringing. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 12(6) :206–208, 2002.

[22] : S. Krishnan, O. Kyaw, Low Zhen Ning, V.P. Kumar, and N.L. Leng. Tunable monocycle doublet generator. In Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE, pages 387–390, 2006.

[23]: S. Yilmaz and I. Tekin. Ultra-wideband n-bit digitally tunable pulse generator. In Ultra-Wideband, 2005 IEEE International Conference on, pages 438–441, 2005.

[24] : Richard Thai Singama and Jean-François Naviner. Générateur d'impulsions uwb émetteur uwb. French patent, (FR04 11619), mar 2004.

[25] : Richard Thai Singama. Premier rapport d'avancement : Architectures radiofréquences pour l'émission et la réception de signaux uwb. Technical report, GET-ENST, Sep 2005.

[26] : Richard Thai Singama. Second rapport d'avancement : Architectures radiofréquences pour l'émission et la réception de signaux uwb. Technical report, GET-ENST, Aug 2006.

[27] : G. Durisi and S. Benedetto. "Performance of Coherent and Non-coherent Receivers for UWB Communications," IEEE Communications Society, pages 3429-3433, June 2004.

[28] : J. WOCHUL, *Design and fabrication of on chip microwave pulse power detectors*. Thèse de doctorat, 2005.

[29] : P. Rulikowski and J. Barrett. Truly balanced step recovery diode pulse generator with single power supply. In Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE, pages 347–350, 2004.

Annexe 1

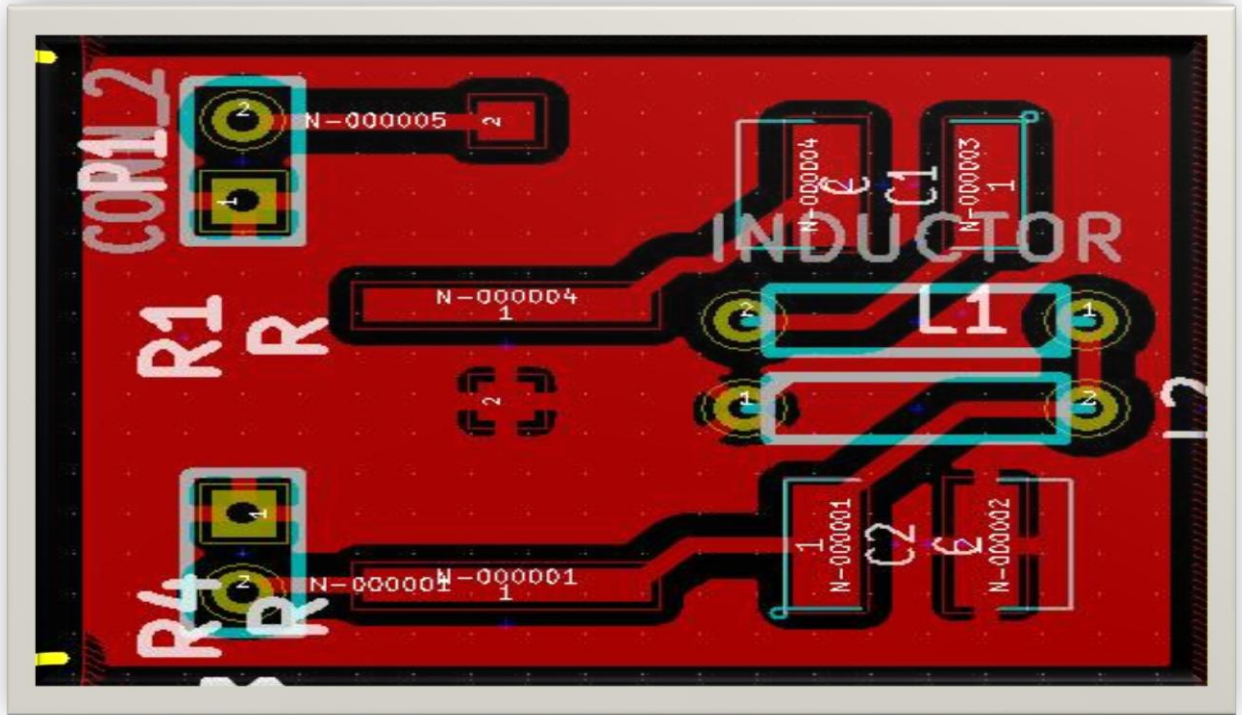


FIG.51. Circuit imprimé du générateur d’impulsions (Composants RF) sous KICAD

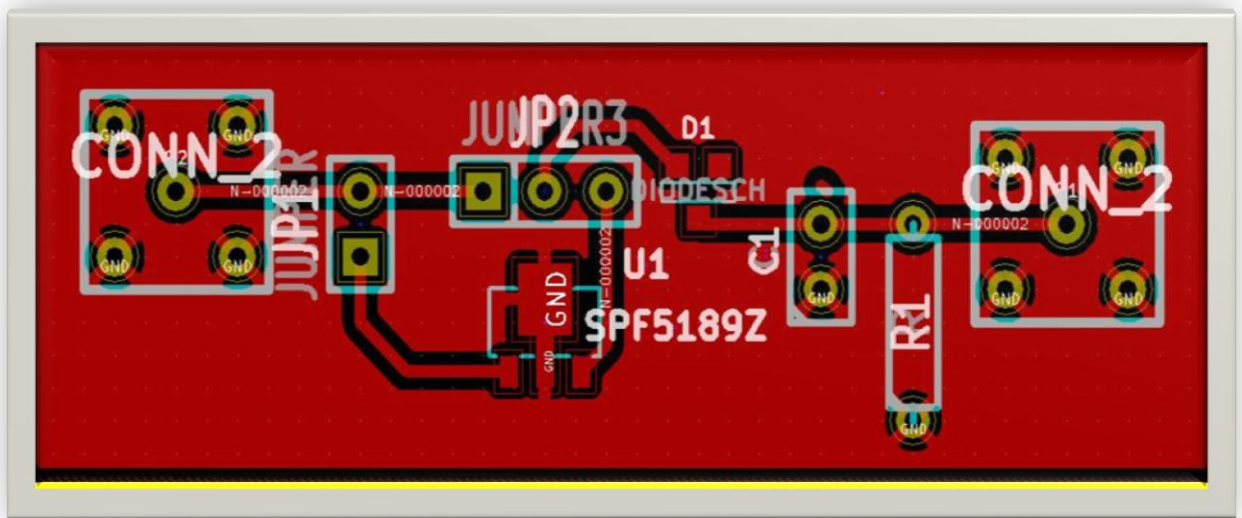


FIG.52. Circuit imprimé du détecteur d’énergie à diode

Annexe 2

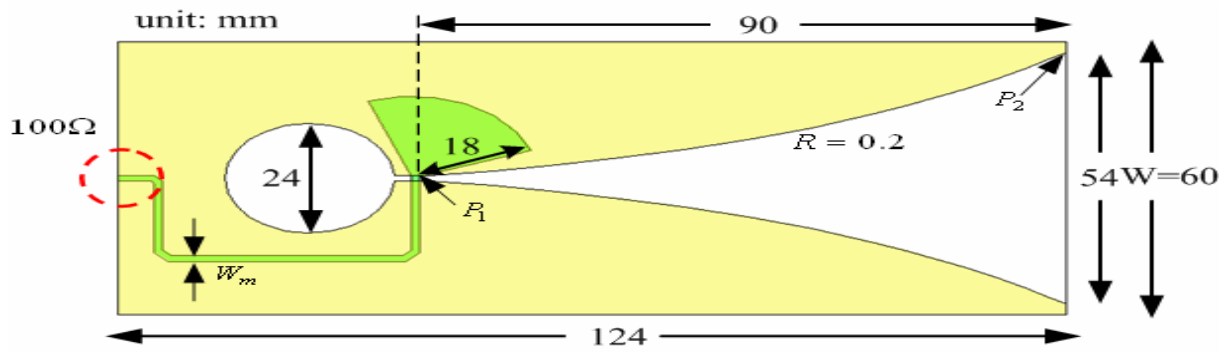


FIG.53. Paramètres de l'antenne VIVALDI (source [8])

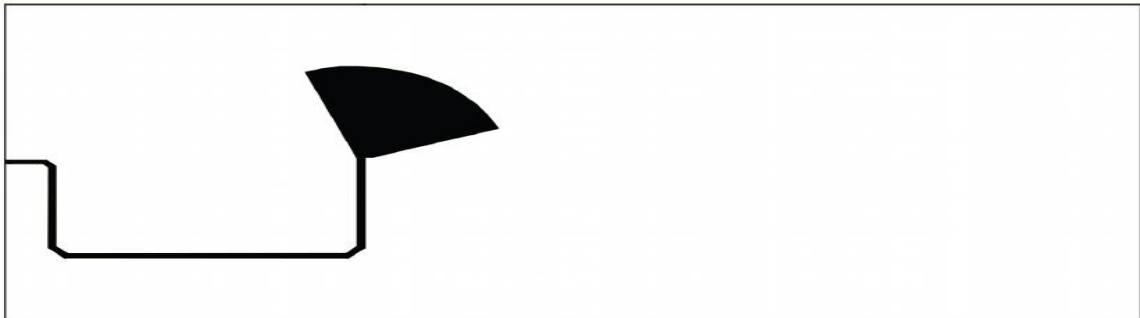


FIG.54. Typon Antenne VIVALDI

I. Annexe 3 *(Etude du comportement du canal UWB dans le cas du LOS et du NLOS basé sur des mesures)*

```

function varargout = devoir(varargin)
% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',    mfilename, ...
    'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
    'gui_OpeningFcn', @devoir_OpeningFcn, ...
    'gui_OutputFcn',  @devoir_OutputFcn, ...
    'gui_LayoutFcn',  [], ...
    'gui_Callback',   []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before devoir is made visible.
function devoir_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin   command line arguments to devoir (see VARARGIN)

% Choose default command line output for devoir
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes devoir wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = devoir_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout  cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

function edit1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit1 as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit1 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit2_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit2 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit2 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit2 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit2 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in pushbutton2.
function pushbutton2_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to pushbutton2 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
choix=(get(handles.edit1,'string'));
np=str2num(get(handles.edit2,'string'));
% choix
% np

if choix == 'T'
    load h
    r=ifft(h);
    [maximun, index]=max(abs(r));% on cherche le max
    h_t=(r(index:index+np));
elseif choix == 'F'
    load h_nlos
    r=ifft(h);
    %[maximun, index]=max(abs(r));% on cherche le max
    nombre_of_path=200;
    h_t=(r(103:103+np));
end

%=====
pw1=.5e-9;%pulse width in nanosec,change to desired width
pw=pw1/2.5;% pw une %constante permettant d'ajuster la largeur de l'impulsion.
Fs=100e9;% fréquence d'échantillonnage
Fn=Fs/2;% Fréquence d'échantillon Nyquist
t=-1e-9:1/Fs:20e-9;%vecteur de temps échantillonné à Fs Hertz.
A=2*(rand(1,5)>.5)-1; % Amplitude.
%=====
% Equations : l'impulsion est donnée par A.exp(-(t/pw).^2)
%=====
y=A(5)*(t/pw).*exp(-(t/pw).^2);%la première dérivée de la fonction gaussienne
y =A(5)*(1 - 4*pi.*((t)/pw).^2).* exp(-2*pi.*((t)/pw).^2);% la Deuxième dérivée de la fonction gaussienne (doublet)
%=====

```

```

% 1ER DÉRIVÉE MONOCYCLE (PPM AVEC 5 IMPULSIONS)
%=====
%yp=y+ ...
%A*((t-2.5e-9-.2e-9)/pw).*exp(-(t-2.5e-9-.2e-9)/pw).^2)+A*((t-5e-9)/pw).*exp(-(t-5e-9)/pw).^2)+ ...
%A*((t-7.5e-9-.2e-9)/pw).*exp(-(t-7.5e-9-.2e-9)/pw).^2)+A*((t-10e-9)/pw).*exp(-(t-10e-9)/pw).^2);
%=====
% 2ÈME DÉRIVÉE DOUBLET(PPM AVEC 5 IMPULSIONS)
%=====
%doublet modulé
yp=y+ ...
A(1)*(1-4*pi.*((t-2.5e-9-.2e-9)/pw).^2).*exp(-2*pi.*((t-2.5e-9-.2e-9)/pw).^2)-...
A(2)*(1-4*pi.*((t-5.0e-9)/pw).^2).*exp(-2*pi.*((t-5.0e-9)/pw).^2)+ ...
A(3)*(1-4*pi.*((t-7.5e-9-.2e-9)/pw).^2).*exp(-2*pi.*((t-7.5e-9-.2e-9)/pw).^2)+ ...
A(4)*(1-4*pi.*((t-10e-9)/pw).^2).*exp(-2*pi.*((t-10e-9)/pw).^2);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
rics=filter(h_t,1,yp);
axes(handles.axes1)
cla
P=plot(t,yp);
set(P,'LineWidth',[2]);
T=title('Train des impulsions sans canal');
set(T,'FontSize',14);
X=xlabel('Temps en [s]');
set(X,'FontSize',14);
Y=ylabel('Amplitude réel');
set(Y,'FontSize',14);
grid on;
axis([-1e-9,10e-9 -1.2 1.2])
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
axes(handles.axes2)
cla
hold on
Fc=plot(t,real(rics)/max(real(rics)), 'r');
set(Fc,'LineWidth',[2]);
AX = gca;
set(AX,'FontSize',14);
T=title('Sortie du canal partie réelle');
set(T,'FontSize',14);
X=xlabel('Temps en [s]');
set(X,'FontSize',14);
Y=ylabel('Amplitude réel');
set(Y,'FontSize',14);
PF=plot(t,yp);
set(PF,'LineWidth',[2]);
grid on;
L=legend('Les impulsions et l''effet du canal','Impulsions sans canal');
set(L,'FontSize',14);
axis([-1e-9,13e-9 -1.5 1.5]);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
axes(handles.axes3)
cla
hold on
Fc=plot(t,imag(rics)/max(imag(rics)), 'r');
set(Fc,'LineWidth',[2]);
AX = gca;
set(AX,'FontSize',14);
T=title('sortie du canal partie imaginaire');
set(T,'FontSize',14);
X=xlabel('Temps en [s]');
set(X,'FontSize',14);
Y=ylabel('Amplitude complexe');
set(Y,'FontSize',14);
PF=plot(t,yp);
set(PF,'LineWidth',[2]);
grid on;
L=legend('Les impulsions et l''effet du canal','Impulsion sans canal');
set(L,'FontSize',14);
axis([-1e-9,13e-9 -1.2 1.2])
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
axes(handles.axes4)
cla

```

```

Y=YP;
NFFY=2.^(ceil(log(length(y))/log(2)));
FFTY=fft(y,NFFY);%pad with zeros
NumUniquePts=ceil((NFFY+1)/2);
FFTY=FFTY(1:NumUniquePts);
MY=abs(FFTY);
MY=MY*2;
MY(1)=MY(1)/2;
MY(length(MY))=MY(length(MY))/2;
MY=MY/length(y);
f=(0:NumUniquePts-1)*2*Fn/NFFY;
MY_sans=MY;
MY=[];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
y=rics;
NFFY=2.^(ceil(log(length(y))/log(2)));
FFTY=fft(y,NFFY);%pad with zeros
NumUniquePts=ceil((NFFY+1)/2);
FFTY=FFTY(1:NumUniquePts);
MY=abs(FFTY);
MY=MY*2;
MY(1)=MY(1)/2;
MY(length(MY))=MY(length(MY))/2;
MY=MY/length(y);
f=(0:NumUniquePts-1)*2*Fn/NFFY;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%figure(5)
PP=plot(f,20*log10(MY),'r');
set(PP,'LineWidth',[2]);
hold on
PP_sans=plot(f,20*log10(MY_sans));
set(PP_sans,'LineWidth',[2]);
X=xlabel('Fréquence');
set(X,'FontSize',14);
Y=ylabel('20LOG10-DB');
set(Y,'FontSize',14);
%axis([0 20e9 -120 0]);
L=legend('Les impulsions et l''effet du canal','Impulsion sans canal');
set(L,'FontSize',14);
TT=title('Spectre pour les deux cas');
set(TT,'FontSize',14);
grid on;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
axes(handles.axes5)
cla
hold on
Fc=plot(t,abs(rics)/max(abs(rics)),'r');
set(Fc,'LineWidth',[2]);
AX = gca;
set(AX,'FontSize',14);
T=title('Train des impulsions à travers le canal');
set(T,'FontSize',14);
X=xlabel('Temps en [s]');
set(X,'FontSize',14);
Y=ylabel('Amplitude en absolue');
set(Y,'FontSize',14);
PF=plot(t,yp);
set(PF,'LineWidth',[2]);
grid on;
L=legend('Les impulsions et l''effet du canal','Impulsion sans canal');
set(L,'FontSize',14);
axis([-1e-9,13e-9 -.5 1]);
zoom on
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)
close all

```

www.Mcours.com
Site N°1 des Cours et Exercices Email: contact@mcours.com