



**HAL**  
open science

# Études et implémentation d'une couche physique UWB impulsionnelle à bas débit et faible complexité¶

Jean Schwoerer

► **To cite this version:**

Jean Schwoerer. Études et implémentation d'une couche physique UWB impulsionnelle à bas débit et faible complexité¶. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. INSA de Rennes; Université Rennes 1, 2006. Français. NNT: . tel-00638640

**HAL Id: tel-00638640**

**<https://theses.hal.science/tel-00638640>**

Submitted on 6 Nov 2011

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# Etudes et implémentation d'une couche physique UWB impulsionnelle à bas débit et faible complexité

## THÈSE

présentée et soutenue publiquement le 30 janvier 2006

pour l'obtention du

**Doctorat d'Electronique**

par

Jean Schwoerer

### Composition du jury

*Président :* Michel Terré - Professeur au CNAM

*Rapporteurs :* Michel Terré - Professeur au CNAM  
Geneviève Baudoin - Professeur à l'ESIEE

*Examineurs :* Ghais El-Zein - Professeur à l'INSA Rennes  
Bernard Uguen - Professeur à l'INSA Rennes  
Benoit Miscopein - Ingénieur de recherche à France Telecom R&D

*Invités :* Jean-François Naviner - Professeur à l'ENST Paris  
Patrice Senn - Adjoint au directeur de la recherche à France Telecom R&D  
Marylin Arndt - Responsable d'Unité de R&D à France Telecom R&D



## Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier France Télécom R&D et plus spécifiquement M. Patrice Senn, directeur du laboratoire "Objets Communiquant et nouveaux Equipements" (TECH/ONE), Mme Marylin Arndt, responsable de l'unité de recherche "Intégration Radio pour Mobile" (RIM), ainsi Dominique Barthel, responsable de pôle de recherche, pour les excellentes conditions de travail qu'ils ont pus m'offrir pour cette thèse au sein de leurs structures, ainsi que pour leur soutien très apprécié tout au long de ces trois années.

Je remercie également Mme Geneviève Baudoin et M. Michel Terré de m'avoir fait l'honneur d'accepter de rapporter sur mes travaux de thèse. Il en va de mêmes des membres du jury, que je remercie sincèrement d'avoir accepté de juger ce travail.

La qualité de l'encadrement de cette thèse doit beaucoup à M. Ghais El-Zein et M. Bernard Uguen, qui ont toujours fait preuve d'une disponibilité sans faille tout au long de cette thèse. J'adresse un remerciement particulier à Bernard en souvenir d'une après midi d'octobre 2001 durant laquelle il proposa à un petit groupe d'étudiants un innocent projet de dernière année intitulé "Mégabit@microwatt" consistant à réaliser un simulateur de communication UWB-IR. Nous étions alors tous bien loin d'imaginer jusqu'où cela nous mènerais.

Benoît Miscopein, mon encadrant de thèse coté France Télécom R&D s'est énormément investis à mes cotés dans cette aventure. Sa grande implication est pour beaucoup dans le résultat que je peux présenter aujourd'hui. Je lui suis naturellement extrêmement reconnaissant de cette aide si précieuse au quotidien.

David Derrien a effectué un stage de DEA sur un sujet que je proposais. Ses travaux, fructueux, font partie intégrante de cette thèse. Je garde un excellent souvenir de ce stage et te remercie sincèrement, David, de ta confiance et de ton travail.

Je dois à Eric Batut, Jérémie Hamon et Apostolos Kountouris, mes voisins de bureaux, l'excellente ambiance dans laquelle j'ai pu, grâce à eux, travailler. Je leur adresse toute ma gratitude pour cela ainsi que pour les nombreuses discussions captivantes que nous avons pu avoir.

plus largement, l'ensemble de mes collègues de l'unité TECH/ONE/RIM, qu'ils soient titulaires, thésards ou stagiaires, portent une lourde responsabilité dans la bonne ambiance qui a caractérisé mes presque 4 ans au sein de cette équipe. Qu'ils en soient grandement remerciés.

Enfin, je n'oublie pas toute l'équipe des Rennais qui ont atterris à Grenoble, et à qui je doit beaucoup, ainsi que ceux qui se sont éparpillés entre Rennes, Caen, Nantes et Paris, et qui ne manqueront pas de se reconnaître : ils savent ce que je leur doit. Encore merci à vous tous.

Et pour finir j'adresse un remerciement particulier à mes parents qui sont évidemment pour beaucoup dans tout cela puisqu'il m'ont offert leur complet soutien, tant moral que matériel, jusqu'au bout de mes études.



*à Jean L.*



# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1</b>	
<b>Contexte et état de l'art</b>	
1.1	Introduction . . . . . 5
1.2	Historique et origines . . . . . 5
1.2.1	Les années 70 : Le Radar, origine de la radio impulsionnelle . . . . . 5
1.2.2	Les années 90 : Le virage de la communication . . . . . 6
1.2.3	2002 : Publication de la réglementation américaine . . . . . 7
1.2.4	2003 : le début de la normalisation du très haut débit . . . . . 12
1.2.5	2004 : la radio impulsionnelle se focalise sur le bas débit . . . . . 13
1.3	Pourquoi l'UWB? . . . . . 13
1.4	État de l'art de la radio impulsionnelle UWB . . . . . 15
1.4.1	Construction d'un signal UWB-IR . . . . . 15
1.4.2	Caractéristiques du canal . . . . . 20
1.4.3	Système de réception . . . . . 23
1.5	Conclusion . . . . . 31
<b>Chapitre 2</b>	
<b>Spécification d'une couche physique bas débit</b>	
2.1	Introduction . . . . . 33
2.1.1	Radio Impulsionnelle et "bas débits" . . . . . 34
2.1.2	Une approche expérimentale centrée sur le matériel . . . . . 34
2.1.3	Choix d'orientation et méthode expérimentale . . . . . 35
2.2	Définition d'une couche Physique . . . . . 35
2.2.1	Objectifs et performances souhaitées . . . . . 35
2.2.2	Contraintes . . . . . 36
2.2.3	Caractéristiques du canal radio UWB . . . . . 36
2.2.4	Choix d'une modulation . . . . . 37



2.2.5	Méthode d'accès multiple . . . . .	39
2.2.6	Spectre du signal émis . . . . .	42
2.2.7	Conclusion . . . . .	43
2.3	Ordre de grandeur et dimensionnement . . . . .	43
2.3.1	Bilan de liaison préliminaire . . . . .	44
2.3.2	Paramètre de saut et interférence inter symboles . . . . .	48
2.3.3	Le problème de la synchronisation . . . . .	49
2.3.4	Support de réseaux indépendants . . . . .	50
2.4	Conclusions . . . . .	50

**Chapitre 3**

**La Chaîne d'Émission**

3.1	Introduction . . . . .	53
3.2	Analyse du système . . . . .	53
3.2.1	Puissance et bilan de liaison . . . . .	53
3.2.2	Principe de fonctionnement de l'émetteur . . . . .	53
3.3	Réalisation matérielle . . . . .	55
3.3.1	Génération d'impulsions . . . . .	55
3.3.2	Contrôle et pilotage du générateur d'impulsions . . . . .	66
3.4	Conclusions . . . . .	70

**Chapitre 4**

**Chaîne de Réception**

4.1	Introduction . . . . .	72
4.2	Analyse et spécifications . . . . .	72
4.2.1	La réception cohérente et ses contraintes . . . . .	72
4.2.2	Le choix de la réception non cohérente . . . . .	73
4.2.3	Chaîne de traitements numériques . . . . .	75
4.3	Réalisation de l'étage frontal Radio Fréquence . . . . .	76
4.3.1	Quelques techniques de mise au carré . . . . .	76
4.3.2	Réalisation d'un détecteur à diode Schottky . . . . .	79
4.3.3	Étage d'amplification RF . . . . .	83
4.3.4	Réalisation d'un prototype . . . . .	84
4.3.5	Moyens de protection contre les interférences . . . . .	86
4.4	Numérisation de l'enveloppe du signal . . . . .	87
4.4.1	Réalisation de la comparaison . . . . .	87
4.4.2	Le positionnement du seuil de comparaison . . . . .	87

4.4.3	Résultats de simulation . . . . .	92
4.4.4	Conclusion . . . . .	96
4.5	Synchronisation . . . . .	96
4.5.1	Objectifs et contraintes de la synchronisation . . . . .	96
4.5.2	Synchronisation par corrélation glissante . . . . .	96
4.5.3	Proposition d'un algorithme de synchronisation optimisé . . . . .	100
4.5.4	Mise en œuvre de l'algorithme dans les simulations . . . . .	103
4.5.5	Simulations et résultats . . . . .	106
4.5.6	Adaptation de l'algorithme pour le CCA . . . . .	107
4.5.7	Conclusion . . . . .	107
4.6	Démodulation et prise de décision . . . . .	108
4.6.1	Principe envisagé . . . . .	108
4.6.2	Correction d'une désadaptation du seuil de détection . . . . .	109
4.6.3	Résultats de simulations . . . . .	109
4.6.4	Conclusion . . . . .	110
4.7	Perspective d'implémentation de la chaîne de traitements numériques . . . . .	110
4.7.1	Une passerelle vers la logique asynchrone . . . . .	110
4.7.2	La base de temps . . . . .	111
4.8	Conclusion . . . . .	112

<b>Chapitre 5</b>
-------------------

<b>Démonstrateur</b>
----------------------

5.1	Intérêt et difficulté d'un démonstrateur . . . . .	113
5.1.1	Contexte . . . . .	113
5.1.2	Antennes . . . . .	114
5.1.3	Plate-forme d'émission . . . . .	114
5.1.4	L'oscilloscope numérique à échantillonnage rapide comme récepteur UWB-IR115	
5.2	Résultats obtenus et perspectives d'amélioration . . . . .	118
5.2.1	Réalisation de la liaison radio UWB . . . . .	118
5.3	Conclusion . . . . .	120

<b>Chapitre 6</b>
-------------------

<b>Conclusions et Perspectives</b>
------------------------------------

6.1	Conclusions . . . . .	123
6.2	Perspectives . . . . .	125
6.2.1	Chaîne d'émission . . . . .	125
6.2.2	Chaîne de réception . . . . .	126

*Table des matières*

---

6.2.3	Couche MAC et couches réseaux supérieures . . . . .	126
6.2.4	Sur le plan réglementaire . . . . .	127
	<b>Glossaire</b>	<b>129</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>131</b>

# 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 radio, 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 : Ultra Wide Band) est le 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.

Cette thèse s'est déroulée à France Telecom R&D, au sein de l'unité de recherche RIM (Radio et Interface pour Mobile) du laboratoire TECH/ONE. La mission de cette unité de recherche consiste justement en l'étude d'interfaces radio innovantes pour les mobiles et objets communicants. Tous ces objets sont fortement contraints en termes de consommation et de complexité, ce qui conduit RIM à consacrer autant d'importance aux performances radio d'un système qu'à sa faisabilité, sa complexité et sa consommation électrique. Ainsi, mieux cerner le potentiel de la radio impulsionnelle fait partie intégrante des missions de RIM puisque ce potentiel réside autant dans les performances radio que dans la capacité annoncée à être embarqué pour un faible coût dans un objet communicant fortement contraint.

Cette étude a commencé dans l'effervescence qui accompagne l'apparition de toute nouvelle

technologie "originale", comme le CDMA en son temps. Cette effervescence s'appuie entre autres sur de nombreuses études de performances qui, presque toutes, confortent au moins en partie les promesses annoncées. Mais à ce moment là, le canal radio UWB est encore mal connu et paraît complexe à modéliser suffisamment précisément. Les récepteurs s'appuient sur des principes dont l'efficacité ne fait aucun doute, mais dont la faisabilité paraît parfois plus sujette à caution. Des données qui font partie intégrante des intérêts de la radio impulsionnelle, comme la consommation électrique, la complexité et le coût de revient sont souvent ignorées.

Cette étude propose de répondre à la problématique posée en deux phases : la première consiste en une étude bibliographique qui va permettre de détailler les bases de la radio impulsionnelle et de dégager les principales caractéristiques du canal UWB. A partir de ces résultats, une première étude critique de faisabilité permettra de répondre en partie à la problématique puis de dégager un domaine pour lequel la radio impulsionnelle semble bien adaptée. Dans la seconde phase, ce choix sera confirmé par une démarche expérimentale visant à établir une preuve de concept du bien fondé de la radio impulsionnelle pour ce domaine par la réalisation d'un démonstrateur. Cette confrontation avec la réalité a pour but d'apporter des certitudes, mais aussi de cerner de nouveaux problèmes qui aurait pu échapper à d'autres approches comme la simulation.

Dans le premier chapitre nous présentons le contexte global de l'étude. Ainsi, après un bref historique sur les origines et l'évolution de la radio impulsionnelle, nous proposons un point complet sur la réglementation des systèmes UWB et sur l'avancée des travaux de normalisation impliquant ces mêmes systèmes (IEEE TG 802.15.3a et 802.15.4a). Par la suite, une étude bibliographique présente les bases de la radio impulsionnelle à travers notamment les techniques de modulation, de gestion de l'accès multiple, de détection et démodulation. Le thème du canal UWB est ensuite abordé avant de présenter les différentes techniques de réception avancées destinées à compenser les effets du canal lorsque cela s'impose.

A la lumière de l'étude bibliographique du chapitre précédent, le chapitre II présente dans sa première partie la nouvelle orientation du travail de thèse vers les applications "bas débit" de la radio impulsionnelle ainsi que la démarche de prototypage qui va guider tout le reste de l'étude. La seconde partie concrétise cette orientation en définissant et dimensionnant une couche physique pour des applications à faible débit et forte autonomie.

Le chapitre III est consacré à la réalisation d'un émetteur UWB suivant la couche physique spécifiée au chapitre précédent. Dans un premier temps, nous faisons un tour d'horizon des techniques de génération d'impulsions ultra brèves. Ensuite, une structure de production d'impulsions est présentée, puis construite et optimisée avant d'aborder le sujet du contrôle temporel du générateur. Enfin, ces différents blocs sont assemblés afin de former une plate-forme autonome d'émission UWB.

Le récepteur est étudié dans le chapitre IV : une structure de réception est définie avant d'aborder le sujet de la réalisation d'un étage frontal radiofréquence à partir d'une diode de détection. La seconde partie est consacrée au traitement en bande de base du signal UWB-IR. Cela inclut notamment l'obtention de la synchronisation du récepteur sur l'émetteur. Les performances de différentes techniques de positionnement du seuil de détection d'impulsions sont étudiées avant que l'une d'elles ne soit retenue puis adaptée à notre cas. Enfin une méthode de prise de décision sur les symboles ainsi qu'une technique de compensation de la désadaptation éventuelle du seuil de décision sont proposées. L'ensemble obtenu permet d'aborder les perspectives d'implémentation d'un récepteur UWB-IR.

Le chapitre V présente la chaîne de transmission UWB-IR que forment, à l'issue de cette étude, les différents éléments réalisés dans les chapitres précédents. Les résultats obtenus à partir de cette expérimentation sont synthétisés et exploités.

---

En résumé, les principales contributions originales de ces travaux de thèse sont.

- La définition d'une couche physique pour un système UWB-IR à bas débit.
- La conception d'une plate-forme d'émission UWB-IR en composants discrets compatible avec une réalisation à très faible complexité.
- La définition d'un ensemble d'algorithmes "faible complexité" de traitement du signal pour un récepteur UWB-IR non cohérent. Cela comprend un algorithme d'acquisition de synchronisation, un algorithme adaptatif pour le positionnement du seuil de détection d'impulsion, et une méthode de prise de décision avec compensation du déséquilibre du seuil de détection.

Ces contributions ont donné lieu à 4 communications [1, 2, 3, 4], une proposition complète de couche physique en normalisation au Task Group IEEE 802.15.4a [5] et 6 demandes de dépôt de brevet (dont 2 accordées et 4 en attente).



# Chapitre 1

## Contexte et état de l'art

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>5</b>
<b>1.2</b>	<b>Historique et origines</b>	<b>5</b>
1.2.1	Les années 70 : Le Radar, origine de la radio impulsionnelle	5
1.2.2	Les années 90 : Le virage de la communication	6
1.2.3	2002 : Publication de la réglementation américaine	7
1.2.4	2003 : le début de la normalisation du très haut débit	12
1.2.5	2004 : la radio impulsionnelle se focalise sur le bas débit	13
<b>1.3</b>	<b>Pourquoi l'UWB ?</b>	<b>13</b>
<b>1.4</b>	<b>État de l'art de la radio impulsionnelle UWB</b>	<b>15</b>
1.4.1	Construction d'un signal UWB-IR	15
1.4.2	Caractéristiques du canal	20
1.4.3	Système de réception	23
<b>1.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>31</b>

---

### 1.1 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. Par la suite ce chapitre se consacre à l'étude bibliographique d'une chaîne de communication UWB impulsionnelle, de la génération d'un signal UWB modulé jusqu'à sa démodulation. Elle s'intéressera par la suite plus spécifiquement aux problèmes induits par le canal et aux différentes structures de réception qui permettent de compenser les effets du canal.

### 1.2 Historique et origines

#### 1.2.1 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  $\tau$ , 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  $\tau$  dépendent les capacités de mesure du radar. Plus  $\tau$  est bref, plus la précision du radar pour la mesure de distance augmente et plus la précision en mesure de vitesse diminue<sup>1</sup>. Le radar est devenu ultra large bande dès lors que  $\tau$  est devenu de l'ordre de quelque nanosecondes.

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 sur 50  $\Omega$ ). 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.

### 1.2.2 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 [6]. 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.

Les multiples possibilités d'applications militaires et les financements du DARPA<sup>2</sup> 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 ré-utiliser 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

---

<sup>1</sup>Pour une mesure de vitesse précise, le radar doit émettre des ondes continues

<sup>2</sup>Defense Advanced Research Projects Agency.

"protégées", c'est à dire dédiées à des usages militaires, de sécurité civile, ou mettant en jeux 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.

La suite de ce chapitre introductif utilise l'ordre chronologique pour dresser un tableau du contexte technique de ce travail, en partant de la publication du *First Report and Order* de la FCC<sup>3</sup> (cf. section suivante) qui a autorisé les émissions UWB et marqué le point de départ réel de cette technologie radio.

### 1.2.3 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.

#### 1.2.3.1 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 (dans le cadre du futur service e-911<sup>4</sup>), 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

---

<sup>3</sup>FCC : Federal Communication Commission : c'est l'administration américaine qui gère la ressource spectrale destinée à un usage commercial, industriel ou personnel.

<sup>4</sup>e-911 : Il s'agit d'un futur service permettant, grâce à un récepteur GPS embarqué dans les téléphones cellulaires, de localiser précisément la position géographique d'origine d'un appel de détresse, y compris à l'intérieur d'un bâtiment.

semblerait que le NTIA<sup>5</sup> 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 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.

### **Réseaux cellulaires (PCS) :**

Les études théoriques fournies par les équipementiers et les opérateurs laissent craindre un risque d'interférence non négligeable. Les expérimentations sur le terrain ont montré qu'il n'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 (Personal 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.

#### **1.2.3.2 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<sup>6</sup>, la FCC a finalement publié, le 14 avril 2002, une position autorisant les systèmes UWB et fixant leurs limites en bande et en puissance [7].

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 nécessaires 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.

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 :

---

<sup>5</sup>NTIA : National Telecommunication and Information Administration : c'est l'administration américaine qui gère entre autres la ressource spectrale pour un usage militaire, gouvernemental ou de service public.

<sup>6</sup>En mai 2002, la FCC n'avait pas encore attribué de bande pour la téléphonie cellulaire de 3ème génération, faute de ressources spectrales disponibles. Ce processus est terminé depuis plusieurs années en Europe et dans une grande partie de l'Asie.

- La FCC est favorable à un fonctionnement sur une base sans licence pour les systèmes UWB basse puissance.
- Par ailleurs, la FCC reconnaît la pertinence de systèmes UWB à forte puissance, mais n'a pas fait de proposition visant à les autoriser (même avec une politique de licence) à cause du grand nombre de problèmes de partage du spectre que poseraient ces systèmes.
- La FCC tient compte des suggestions "prudentes" du NTIA : les opposants et partisans de l'UWB n'ayant pas réussi à s'entendre sur les limitations nécessaires pour protéger les services "sensibles", la FCC, sous la pression du NTIA, a opté pour un statut "surprotégé et très conservateur" mais annonce une évolution de ses positions vers plus de flexibilité dans les 6 à 12 mois. Le statut actuel doit permettre d'acquérir de l'expérience sans prendre de risque, et d'ici 6 mois à 1 an, cette expérience permettra de réexaminer en connaissance de cause le statut des systèmes UWB.
- La FCC ouvre un certain nombre de bandes de fréquence (suivant les applications) avec les limites de puissance établies par l'article 15.209, 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.

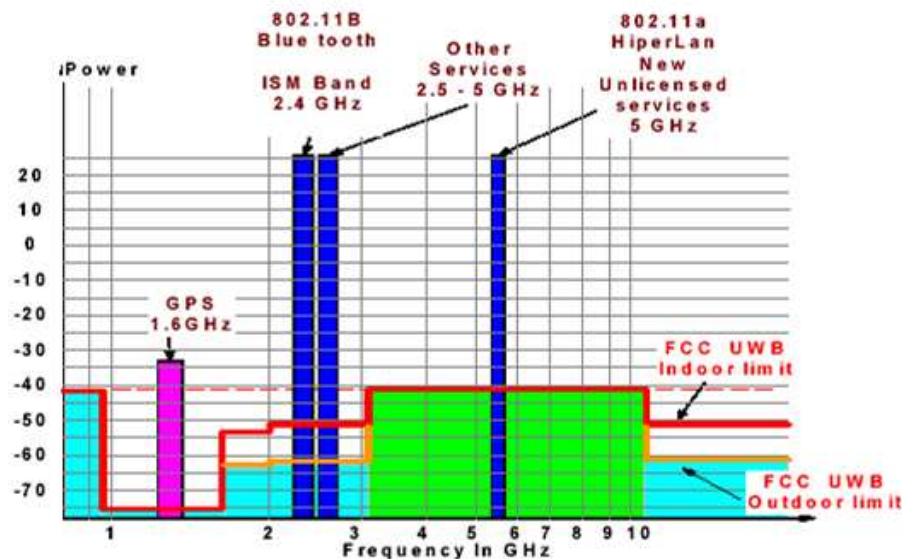


FIG. 1.1 – Masques de puissance adoptés par la FCC pour les dispositifs UWB

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 1.1. 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

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

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  $20 \times \log(\frac{B}{50})$  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.

### 1.2.3.3 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  $\frac{I}{N} < -20dB$ . Aux Etats-Unis, cette condition devient :  $\frac{I}{N} < 0dB$ , autrement dit, la puissance du signal interférant doit atteindre le niveau de la puissance du bruit pour être considéré comme perturbateur.

Comme la complexité du processus réglementaire européen ne permet pas de faire marche arrière si le dispositif adopté se révèle trop faible, les instances européennes ont *de facto* une démarche très précautionneuse. Suivant une approche "service par service", la CEPT a lancé des études d'interférence pour chacun des 65 services recensés comme susceptibles d'être impactés par une radio UWB, ce qui explique en partie la longueur de la procédure.

A l'heure actuelle, la radio impulsionnelle, et plus généralement la radio ultra large bande, reste toujours interdite en Europe. Néanmoins, le mandat de la CEPT arrivant à échéance le 31 octobre 2005, une position réglementaire sera très prochainement arrêtée.

Dans son état actuel, ce projet de position réglementaire européenne s'appuie sur un gabarit de puissance assez drastique. Les systèmes UWB dits "génériques" se verraient cantonnés à la partie haute de la bande FCC (c'est à dire au dessus de 6 GHz) avec une DSP maximale fixée à -41,3 dBm/MHz. Au titre de la protection de futurs services mobiles (Wimax ou boucle locale radio en particulier), le spectre situé entre 3 et 5 GHz ne serait librement accessible qu'avec un niveau de puissance extrêmement faible, de l'ordre de -70 dBm/MHz, ce qui la rend de fait quasiment inexploitable.

Un débat est en cours à l'ECC pour évaluer la possibilité de remonter ce niveau de puissance dans cette bande qualifiée de "basse", mais qui représente un enjeu très important. En effet, la fabrication de dispositifs opérant dans cette bande peut être obtenue grâce à l'usage de technologies *Silicium* très courantes et donc peu onéreuses, ouvrant la voix à des systèmes à bas coût, objectif stratégique des équipementiers. Ce débat repose sur la proposition de techniques de limitation d'interférences dont l'une est la réduction réglementaire du rapport d'activité (temps d'émission/temps de repos) d'un émetteur UWB bas débit (appelé LDR). Dans une optique de systèmes fortement contraints en énergie, tels que les réseaux de capteurs par exemple, les équipements doivent avoir une durée de vie sur pile de plusieurs années. Il paraît pertinent de considérer que leurs transmissions très épisodiques est une manière de limiter l'interférence qu'ils causent aux autres services. Une proposition de remonter la limite de densité spectrale de puissance de cette catégorie d'équipements à -45 dBm/MHz a été formulée et est en instance d'examen par la commission. Si cette proposition n'aboutit pas, ces systèmes LDR rejoindront les rangs des dispositifs UWB dits "génériques" et devront respecter les mêmes limites.

Néanmoins, même si cette dernière hypothèse se réalise, il serait trop tôt pour *enterrer* les systèmes UWB à bas débit en Europe. En effet, l'adoption à brève échéance d'une réglementation européenne sur les systèmes UWB permet avant tout de définir une position européenne vis-à-vis des systèmes UWB exploitant le gabarit FCC. Dans le cas contraire ces derniers risqueraient d'être importés des États-Unis dans un futur très proche et donc de transposer de fait la réglementation américaine en Europe. Avec cette position réglementaire très conservatrice, l'Europe serait en mesure de les refouler en attendant d'avoir suffisamment de recul et de retour d'expérience pour savoir comment faire cohabiter efficacement les systèmes UWB et les systèmes à bande étroite existants et futurs. Imposer *de facto* la bande [6-9] GHz permet à l'ECC de gagner les quelques années nécessaires pour rendre les filières technologiques de fonderie compatibles avec la fabrication d'équipements bas coût opérant dans cette bande, tout en proposant une position compatible avec la FCC.

#### 1.2.3.4 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.

## 1.2.4 2003 : le début de la normalisation du très haut débit

### 1.2.4.1 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.

### 1.2.4.2 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 appropriées 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<sup>7</sup>. Assez vite durant le processus de sélection, les propositions fusionnent ou disparaissent pour déboucher sur une situation qui oppose deux

---

<sup>7</sup>Dans le cas Intel, les impulsions sont placées l'une après l'autre sur différentes bandes suivant une séquence de saut de fréquence, ce qui, du point de vue temporel, revient au même qu'une émission permanente sur une seule bande. Le saut de fréquence est un moyen d'élargir la bande occupée et donc la puissance d'émission autorisée

consortium. 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.

### 1.2.5 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<sup>8</sup> fait valider par la FCC des étiquettes UWB-IR ainsi que le système capable de les localiser et les suivre dans un bâtiment [8]. 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.

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. Au delà d'améliorations intéressantes sur le plan de la consommation et du coût, cette nouvelle couche physique doit donner accès à une très forte capacité pour la localisation.

## 1.3 Pourquoi l'UWB ?

Dans une approche préliminaire, l'intérêt porté aux communications ultra large bande repose sur la formule de Shannon (équation 1.1) donnant la capacité  $C$  d'un canal de largeur de bande  $B$  et pour un rapport signal-à-bruit  $RSB$  :

<sup>8</sup>Multispectral, ou MSSSI, travaille historiquement sur les systèmes de communication "atypiques" de l'armée américaine



$$C = B \times \log_2(1 + RSB) \quad (1.1)$$

Cette équation 1.1 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 passante croît linéairement. Il est donc clair [9] que si l'on recherche des systèmes à très haute capacité, il faut rechercher à élargir la bande, ce qui est plus efficace que l'accroissement du rapport signal-à-bruit.

Le sigle UWB caractérise des signaux dits ultra large bande, c'est à dire qui satisfont l'un des critères suivants [7] :

- Largeur de bande à -10 dB > 20% de la fréquence centrale
- Largeur de bande à -10 dB > 500 MHz

C'est une définition relativement large, il existe différentes technologies qui peuvent prétendre rentrer dans cette catégorie. On peut citer principalement [10] :

- L'étalement de spectre à séquence directe (DS-SS) qui permet, si le débit du code d'étalement est suffisant, d'obtenir un signal ultra-large bande [11].
- Les modulations sur des rampes de fréquence (Chirp modulation).
- Un multiplex OFDM suffisamment large [12].
- Un signal pseudo-chaotique peut, s'il varie assez rapidement, occuper une bande suffisamment large [13].
- Une modulation FM avec une très forte excursion en fréquence [14].
- L'Impulse Radio (IR), ou radio impulsionnelle, technologie dont le principe consiste à émettre directement en bande de base, des impulsions très courtes avec un faible rapport cyclique. Du fait de leur brièveté, ces impulsions sont intrinsèquement large bande.

Dans tout ce qui suivra, on considérera uniquement la dernière solution, qui semble potentiellement la plus intéressante, mais qui demeure aussi la moins bien connue.

Les principales caractéristiques du signal Impulse radio peuvent être ainsi brièvement résumées :

- C'est un signal très large bande (de un à quelques GHz), ce qui lui permet de tirer parti d'une grande diversité fréquentielle. Par conséquent un signal UWB est robuste aux interférences car la probabilité d'avoir un canal entièrement bloquant est très limitée.
- C'est un signal à très faible DSP (limite fixée par la FCC : -41.3 dBm/MHz). Il en ressort donc la possibilité de faire des systèmes à très basse consommation, et utilisant des bandes déjà utilisées par des systèmes à bande étroite sans gêne réciproque. C'est à l'absence d'émission permanente d'une fréquence porteuse que l'on doit cette diminution importante du niveau d'énergie rayonné par rapport à un systèmes bande étroite. Cette "empreinte spectrale" réduite est intéressante pour la diminution de la pollution électromagnétique.
- C'est, du fait de l'utilisation de sauts temporels pseudo-aléatoires, un signal quasi-apériodique. Un signal UWB peut donc être, si le code pseudo-aléatoire est suffisamment long, très proche d'un bruit blanc. Cela facilite donc le partage de bande avec des systèmes bande étroite. Par ailleurs, cette ressemblance avec un bruit blanc, ainsi que les faibles puissances utilisées font qu'un signal UWB est très discret, et donc quasi indétectable pour un récepteur qui n'aurait pas connaissance du code pseudo-aléatoire utilisé. Il en découle un fort potentiel pour la réalisation de système de communication "discret" donc à faible probabilité de détection et d'interception (LPD/LPI).
- C'est un signal présentant une très forte résolution temporelle. De ce fait, il est possible de séparer des trajets proches, ce qui permet souvent d'isoler chacun des trajets un par un [15]. Il en ressort une très bonne résistance aux recombinaisons destructives de trajets ainsi

qu'un fort potentiel pour la réalisation de systèmes de réception "avancés". Par ailleurs, cette précision de résolution permet aussi d'envisager des applications de localisation très précises [10]. Néanmoins, ces possibilités importantes se payent par les difficultés à concevoir et à réaliser des systèmes capables de tenir les fortes contraintes de précision et de rapidité liées à la technologie Impulse Radio.

## 1.4 État de l'art de la radio impulsionnelle UWB

Cette section donne un tour d'horizon de l'état de l'art de la radio impulsionnelle UWB à la date du début de l'étude. Elle présente dans un premier temps différentes techniques permettant de transmettre de l'information via un signal impulsionnel, avant d'aborder le thème du canal UWB pour enfin se consacrer aux techniques de détection d'un signal impulsionnelle, et son adéquation avec les caractéristiques du canal. Ce dernier point amène notamment à s'intéresser plus particulièrement aux différentes techniques de réception "avancées" capables de compenser l'effet du canal.

### 1.4.1 Construction d'un signal UWB-IR

#### 1.4.1.1 L'impulsion élémentaire

L'idée même de la radio impulsionnelle repose sur le fait qu'une impulsion de très courte durée (entre 100 ps et 1 ns) occupe naturellement un spectre très large (de un à quelques GHz), comme le montre la figure 1.2.

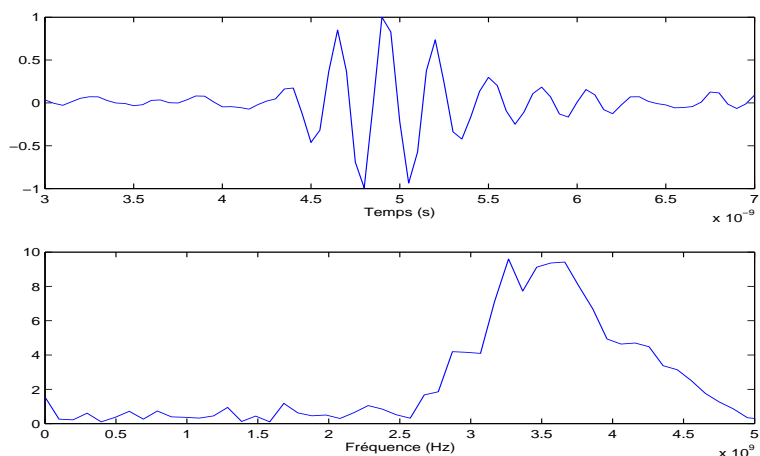


FIG. 1.2 – Représentation temporelle et spectrale d'un pulse élémentaire

Les impulsions décrites dans les articles fondateurs de l'Impulse Radio sont le plus souvent des monocycles gaussiens, obtenus en dérivant une fonction de Gauss. Dans ce cas, on considère usuellement qu'une impulsion de largeur  $\tau$  occupe une bande égale à 116% de sa fréquence centrale  $f_c$ , que l'on définit par :

$$f_c = \frac{1}{\tau}$$

Ces impulsions sont émises à intervalles relativement importants (de 10 ns à 1ms), formant ainsi un signal ayant un rapport cyclique très faible (moins de 1%) et donc une puissance moyenne réduite. Par ailleurs, la puissance du pulse étant étalée sur une très large bande, la densité spectrale de puissance obtenue est très faible. Pour compenser cette faible puissance, il est quasiment indispensable d'ajouter de la redondance en transmettant plusieurs impulsions par symbole. La prise de décision se fait alors sur l'ensemble des impulsions. Il faut toutefois noter qu'un tel signal est périodique, et qu'il présenterait donc d'importantes raies spectrales espacées de la fréquence de répétition de l'impulsion.

Du fait de la présence de la bande UNII<sup>9</sup> dans la bande FCC, un système UWB doit occuper soit la bande basse soit la bande haute, située entre 5,8 GHz et 10,6 GHz. Du fait de ce gabarit spectral, il n'est plus possible d'émettre une impulsion au sens propre du terme. Le monocycle gaussien a donc été remplacé par une ondelette qui remplit ces nouveaux critères d'occupation du spectre. Cela équivaut à multiplier l'impulsion en bande de base par une porteuse située dans la bande ciblée.

#### 1.4.1.2 La modulation

Pour moduler le train d'impulsions et ainsi coder l'information à transmettre, trois principales solutions sont présentes dans la littérature :

##### Modulation par la position de l'impulsion (PPM)

Cette technique [6, 16] consiste à décaler dans le temps la position de l'impulsion suivant le symbole à transmettre. Elle a été la première à être utilisée, et a été développée par la société Time Domain<sup>10</sup>, qui l'a brevetée sous le nom *Time Modulated Ultra Wide Band* [17, 18].

Ce schéma de modulation présente les avantages suivants :

- Il détruit la périodicité du train d'impulsions, ce qui concourt à aplanir son spectre, et donc à mieux répartir la puissance sur la bande (sous réserve que les données à transmettre ne comportent pas de longues suites de symboles identiques).
- Il se prête assez bien à une modulation à grand nombre d'états [19] grâce à la définition de différentes valeurs de 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.

Dans les premiers temps de la radio impulsionnelle, le décalage de l'impulsion suivant le symbole à transmettre était de l'ordre de la durée de l'impulsion. Par la suite est apparue la modulation PPM grande échelle, dans laquelle le décalage de temps est devenu très supérieur à la durée de l'impulsion émise.

##### Modulation *tout ou rien* (OOK)

La modulation OOK (On Off Keying) est une modulation d'amplitude simplifiée à l'extrême : suivant le symbole à transmettre, l'impulsion est émise au moment prévu, ou non. Les avantages associés à cette modulation sont suivants :

- Elle casse la périodicité du signal à condition que les données à transmettre ne soient pas périodiques, ce qui nécessiterait l'utilisation d'un schéma d'embrouillage.

---

<sup>9</sup>La bande UNII (5,2-5,8 GHz) est utilisée par les réseaux locaux sans fil et est donc susceptible d'héberger à court terme un trafic important

<sup>10</sup>Time Domain est une des start-ups pionnières de l'UWB

- Sa mise en œuvre est simple à l'émission comme à la réception : comme la position de l'impulsion ne varie pas, la synchronisation est plus simple.
- A puissance moyenne équivalente, et sous réserve d'équirépartition des symboles, elle 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.

### Modulation à deux états de phase (BPSK)

Le principe consiste simplement à multiplier l'impulsion par "1" ou "-1" suivant le symbole à transmettre. Son utilisation est moins fréquente, car elle est apparue plus récemment que la PPM, et est moins évolutive en ce qui concerne le nombre d'états. Il semble en effet difficile de générer plus de deux états du fait de la difficulté à produire les flancs très raides que nécessiterait le déphasage d'une impulsion d'une autre valeur que  $\pi$ .

Cependant cette technique a également un certain nombre d'avantages intrinsèques :

- A taux d'erreur binaire identique, une modulation BPSK nécessite un rapport signal à bruit inférieur de 3 dB à celui requis par une modulation PPM.
- Comme la position de l'impulsion ne varie pas en fonction des données, les algorithmes d'acquisition et de poursuite de synchronisation sont plus simples.
- L'alternance régulière d'impulsion et d'impulsion inversée supprime les raies spectrales qu'amène la périodicité du signal.

Par contre la BPSK est une modulation de phase à enveloppe quasi-constante. Elle est donc incompatible avec un récepteur à détection d'énergie.

### Schémas de modulation hybrides

Afin de créer des modulations à grand nombre d'états, il est possible de mélanger deux techniques de modulation. La figure 1.3 illustre la combinaison d'une modulation BPSK avec une PPM à M états. Une étude de performances sur les modulations à grand nombre d'états cite l'exemple d'une modulation 2-PAM<sup>11</sup>/256-PPM qui présente donc 512 états [19].

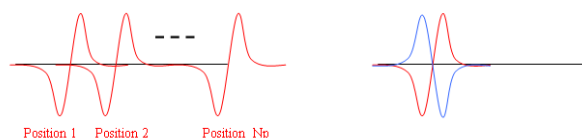


FIG. 1.3 – Illustration d'une modulation hybride M-PPM + BPSK

#### 1.4.1.3 Gestion de l'accès multiple

Les caractéristiques spectrales et temporelles d'un signal UWB peuvent poser différemment la problématique de l'accès multiple.

#### Accès multiple par saut temporel

C'est la solution historiquement adoptée par la plupart des pionniers de l'Impulse Radio [20]. Elle consiste premièrement à transmettre plusieurs impulsions (ici  $N_{chip}$ ) pour un symbole et

<sup>11</sup>La PAM consiste à moduler l'information avec l'amplitude du signal. Elle n'a pas été détaillée car son absence de robustesse aux faibles RSB la rend inapte à l'implémentation

deuxièmement à attribuer un code pseudo-aléatoire à chaque utilisateur. Chaque fois qu'une impulsion doit être transmise, elle est décalée dans le temps d'un intervalle déterminé par un mot de ce code.

Le temps est découpé comme suit :

- Le temps symbole, de durée  $T_{symp}$ , correspond à la transmission d'un symbole d'information.
- Chaque temps symbole  $T_{symp}$  est constitué de  $N_{chip}$  chips de durée unitaire  $T_{chip}$ . A chaque chip est associé un élément de la séquence pseudo-aléatoire, et dans chaque chip, un émetteur donné ne transmet qu'une et une seule impulsion.
- Chaque chip est découpé en  $N_{slot}$  slots de durée  $T_{slot}$ . Dans un chip donné un seul slot est porteur d'une impulsion ; ce slot est déterminé par la valeur du mot du code considéré.
- Dans le cas d'une PPM,  $\delta$  est le temps de décalage correspondant au symbole transmis.

La figure 1.4 est basée sur le découpage temporel exposé ci-dessus, en considérant que  $N_{chip} = 3$  et  $N_{slot} = 8$ . Elle présente la transmission d'un symbole pour deux utilisateurs ; l'utilisateur 1 transmet le symbole 0 avec le code pseudo-aléatoire (1, 3, 7) et l'utilisateur 2 le symbole 1 avec le code (5, 4, 1). La modulation utilisée est une modulation PPM à deux états<sup>12</sup> (2PPM).

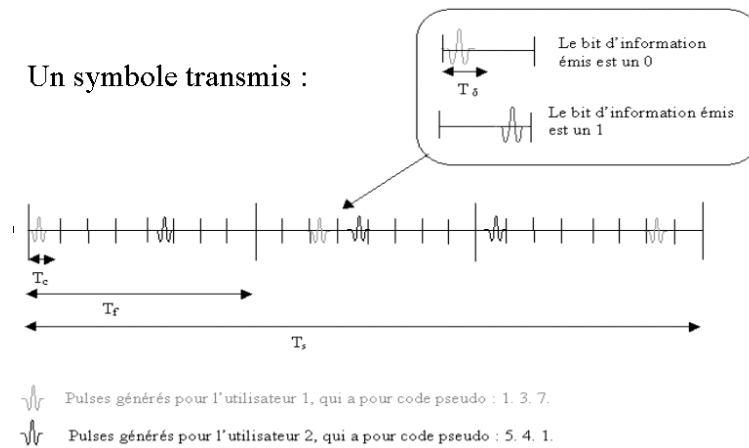


FIG. 1.4 – Illustration des principes de modulation PPM et de saut temporel (TH).

La séquence pseudo-aléatoire sert à sélectionner, pour une trame donnée, le décalage entre le début de la trame et l'instant où l'impulsion sera émise si l'on n'y ajoute pas de décalage dû au symbole à transmettre. L'ordre de la séquence pseudo-aléatoire sera donc  $N_{slot}$  si l'on a  $N_{slot}$  slots dans un chip. Un slot n'est pas à proprement parler un intervalle de temps de durée réservé pour y émettre une impulsion, mais plutôt l'unité de temps utilisée pour compter le décalage induit par la séquence pseudo-aléatoire. Il n'y a donc aucun lien entre  $T_{slot}$  et la largeur  $\tau$  de l'impulsion utilisée.

Dans la pratique, il est fréquent d'utiliser une séquence pseudo-aléatoire de longueur  $N_{chip}$ . Ainsi, la séquence complète, soit  $N_{chip}$  trames, et donc  $N_{chip}$  impulsions, correspond à la transmission d'un symbole.

Dans le cas d'une modulation 2PPM, on peut décrire le signal UWB émis pour la k-ème liaison par l'équation 1.2 :

<sup>12</sup>Cela signifie donc qu'il n'existe qu'une seule valeur de décalage temporel

$$s_{tr}^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} w_{tr} \left( t - j.Tf - c_j^{(k)}.Tc - \delta.d_{[j/N_s]}^{(k)} \right) \quad (1.2)$$

$s_{tr}^{(k)}(t)$  est le signal émis par l'utilisateur  $k$ .

$j$  est l'indice du chip courant, fraction entière du temps symbole  $T_{symp}$ .

$c_j$  est le  $j$ -ème élément de la séquence pseudo-aléatoire de période  $N_{slot}$ . On a donc  $c_{j+i.N_{chip}}^{(k)} = c_j^{(k)}$ . Chaque élément de la séquence est un entier dans l'ensemble  $[0; N_{slot}]$ .

$d_i$  est le  $i$ -ème symbole à transmettre.

La position de l'impulsion est donc déterminée à la fois par le symbole à transmettre, mais aussi par la séquence pseudo-aléatoire. Les bénéfices procurés par ce schéma de modulation et d'accès multiple sont les suivants :

- La périodicité du signal est très fortement altérée (cf.figure1.5). Si la séquence pseudo-aléatoire est suffisamment longue, le signal UWB peut être assimilé, sur la bande qu'il occupe, à un bruit blanc gaussien.
- L'utilisation de codes orthogonaux ou quasi-orthogonaux permet d'une part de différencier les utilisateurs et d'autre part de faire une synchronisation précise entre émetteur et récepteur.
- Enfin le récepteur a besoin de connaître la séquence pseudo-aléatoire utilisée par l'émetteur pour décoder un signal UWB, ce qui permet de garantir un bon niveau de confidentialité aux données transmises.

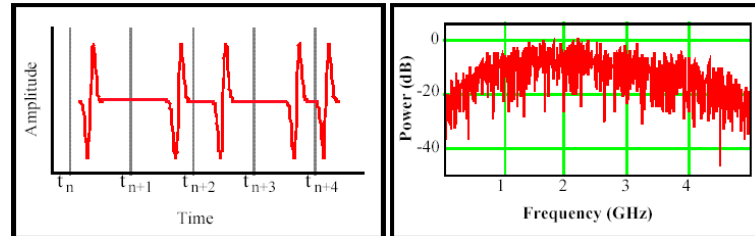


FIG. 1.5 – Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal UWB utilisant le saut temporel(source : Time Domain).

L'obtention d'une liaison montante et d'une liaison descendante peut se faire de deux manières différentes :

- S'il n'y a pas de "hiérarchie" comme dans les réseaux ad hoc par exemple, chaque utilisateur UWB possède son code pseudo-aléatoire, ce qui permet d'établir une liaison bidirectionnelle en restant sur le principe du CDMA.
- Si par contre, il y a une station de base ou un coordinateur qui communique avec un ensemble de terminaux qui partagent le même code, une approche à base de division temporelle est envisageable : le temps est divisé en intervalles dédiés de manière statique ou dynamique à chacun des éléments du réseau.

Le choix des codes de saut temporel impacte évidemment significativement les performances d'accès multiple. Au-delà de l'orthogonalité des codes, il existe d'autres critères de choix tendant à minimiser l'importance de l'interférence inter-utilisateur. [21].

## Accès multiple par répartition de fréquence

A priori étonnante étant donnée la largeur de bande d'un signal UWB, cette solution est utilisée dans le cas des systèmes multibandes. Par rapport à ce qui était globalement présenté précédemment, ces systèmes utilisent des signaux dont la bande est typiquement de l'ordre de 500 MHz. Dans le cas d'un déploiement en réseaux concurrents, il est possible d'affecter à chaque réseau une bande fixe, ou de recourir à des principes de saut de fréquence sur un jeu de bande limité. Cette solution permet d'obtenir une très bonne isolation entre les différents réseaux ou utilisateurs.

### 1.4.2 Caractéristiques du canal

#### 1.4.2.1 Type de canal

Etant données les caractéristiques d'un système UWB-IR et les applications envisagées, il semble clair que la majorité des utilisations se feront en *indoor*. Il peut s'agir d'un immeuble de bureaux, mais aussi d'habitation, d'atelier ou d'entrepôt. Les contextes d'applications "réseaux de capteurs" sont en effet assez divers.

Nous ne cherchons pas ici à caractériser avec précision le canal radio, mais plutôt à réunir des informations permettant d'évaluer l'intérêt, la pertinence et la faisabilité de différents principes de réception UWB-IR.

#### 1.4.2.2 Études existantes

Le sondage du canal UWB suit deux approches possibles [22] :

- **Approche fréquentielle** : la mesure se fait comme en bande étroite, avec un analyseur de réseau qui transmet une porteuse sinusoïdale sur le port d'émission, et qui mesure l'atténuation et le déphasage du signal reçu sur le port de réception. La couverture d'une grande largeur de bande s'obtient par la discrétisation du spectre avec un pas fréquentiel suffisamment faible pour garantir la résolution temporelle nécessaire. En conséquence, obtenir une mesure pour une largeur de bande UWB peut demander plusieurs secondes. Pour que la mesure soit valide, il faut assurer la stationnarité du canal pendant tout le temps de la mesure. La transformée de Fourier inverse de la réponse fréquentielle du canal permet d'obtenir sa réponse impulsionnelle.
- **Approche temporelle** : il s'agit de mesurer directement la réponse impulsionnelle du canal. Une impulsion la plus proche possible du Dirac est injectée dans le canal. A la sortie du canal, au point de réception, un oscilloscope à échantillonnage rapide capture et numérise la réponse impulsionnelle du canal. La mesure est donc « instantanée » et évite le problème de stationnarité. Mais la mise en œuvre de cette méthode est rendue complexe par la faible sensibilité et la dynamique limitée de ces oscilloscopes.

Une des premières campagnes de mesure *indoor* a été menée aux États-Unis dans le laboratoire de l'université de Californie du Sud par MM. Scholtz et Win [23]. Cette étude a été par la suite réutilisée dans un grand nombre d'articles [15, 24, 16], soit pour définir un modèle statistique de canal, soit comme canal type pour des tests de performances de récepteurs.

Par la suite de nombreuses autres campagnes de mesure, dans le domaine fréquentiel comme dans le domaine temporel, ont été publiées. A partir d'une synthèse de ces études et d'autres mesures complémentaires, le groupe de travail 802.15.3a de l'IEEE a publié un ensemble de 4 modèles de canaux pour guider ses travaux de normalisation sur une interface radio UWB à très haut débit. Par la suite, le groupe de normalisation 802.15.4a a suivi la même démarche dans son domaine d'application [25]. Pour différents modèles de canaux issus des travaux du

Modèle de canal	Type de canal	$N_{paths_{-10dB}}$	$N_{paths_{85\%}}$	$\Gamma(ns)$	n
CM1	LOS résidentiel	17	55	16,4	1,79
CM2	NLOS résidentiel	37	115	18,5	4,58
CM3	LOS bureaux	22	45	11,5	1,63
CM4	NLOS bureaux	60	128	13,3	3,07
CM8	NLOS industriel	392	1134	88,8	2,15

FIG. 1.6 – Intensité de l'effet de trajet multiple pour différent type de canaux

802.15.4a, le tableau 1.4.2.2 donne  $N_{paths_{-10dB}}$  le nombre moyens de trajets dit "principaux" c'est à dire dont le niveau est à moins de 10 dB du trajet le plus fort. Il reprend également  $N_{paths_{85\%}}$  le nombre minimal de trajets sur lesquels se répartissent plus de 85% de l'énergie, l'étalement moyen des retards  $\Gamma$  et  $n$  l'exposant de perte de propagation. Il montre un effet multitrajet intense dans les cas NLOS, qui devient extrêmement intense dans l'environnement industriel. L'exposant d'atténuation  $n$  peut également prendre des valeurs assez importantes dans le cas NLOS, particulièrement en environnement résidentiel, ce qui implique inévitablement une certaine limite quant à la portée exploitable dans cet environnement.

A titre d'exemple, la figure 1.7 représente le profil de décroissance en puissance des modèles résidentiels LOS (CM1) et NLOS (CM2).

Ces travaux font apparaître les propriétés suivantes :

**Un grand nombre de trajets :** pour les systèmes conventionnels à bande étroite, un trajet de propagation est en réalité une somme de composantes arrivant dans un intervalle de temps inférieur à la résolution temporelle du signal. Pour un signal UWB, cette dernière permet de les distinguer et par conséquent les différents modèles s'accordent pour considérer qu'un canal UWB est composé de 100 à 400 trajets multiples.

**Un fort étalement de l'énergie :** l'énergie de l'impulsion émise est donc répartie sur un grand nombre de trajets. Cela signifie qu'à l'exception du trajet direct, lorsqu'il existe, les trajets ne sont porteurs que d'une faible part de l'énergie récupérable.

**Une profondeur de canal moyenne de 200 à 250 ns :** de la même manière que le nombre de trajets multiples, cette caractéristique peut varier suivant la configuration des lieux (intérieur, extérieur, hall, bureaux, etc.). Néanmoins, à l'exception du modèle "industriel NLOS", les trajets dit "principaux" sont compris dans les 100 premières ns.

**Une décroissance exponentielle de la puissance avec le temps :** cette loi de décroissance est due aux pertes de propagation qui, en première approximation, suivent une variation en  $R^{-3}$  voire  $R^{-4}$ , où  $R$  est la distance parcourue par l'onde.

### 1.4.2.3 Conclusion

La largeur de bande du signal UWB et la capacité de discrimination qu'elle procure sont à l'origine de la complexité du canal de propagation de tels systèmes. L'énergie d'une impulsion va se répartir sur plusieurs dizaines d'échos importants étendus sur une durée de plusieurs dizaines de nanosecondes après le trajet direct. Un récepteur ayant des capacités de traitement de trajets multiples sera nécessaire pour récupérer une part significative de l'énergie [26]. D'autre part, l'hypothèse fréquemment rencontrée de faible probabilité d'interférence destructive entre deux impulsions est vraie dans le cas d'un canal idéal. Mais nous voyons ici qu'il n'est pas possible de la transposer sans précaution dans le cas d'un canal réel : si l'intervalle séparant deux impulsions émises consécutivement est inférieur à ce délai, il y a un fort risque de voir apparaître de l'inter-



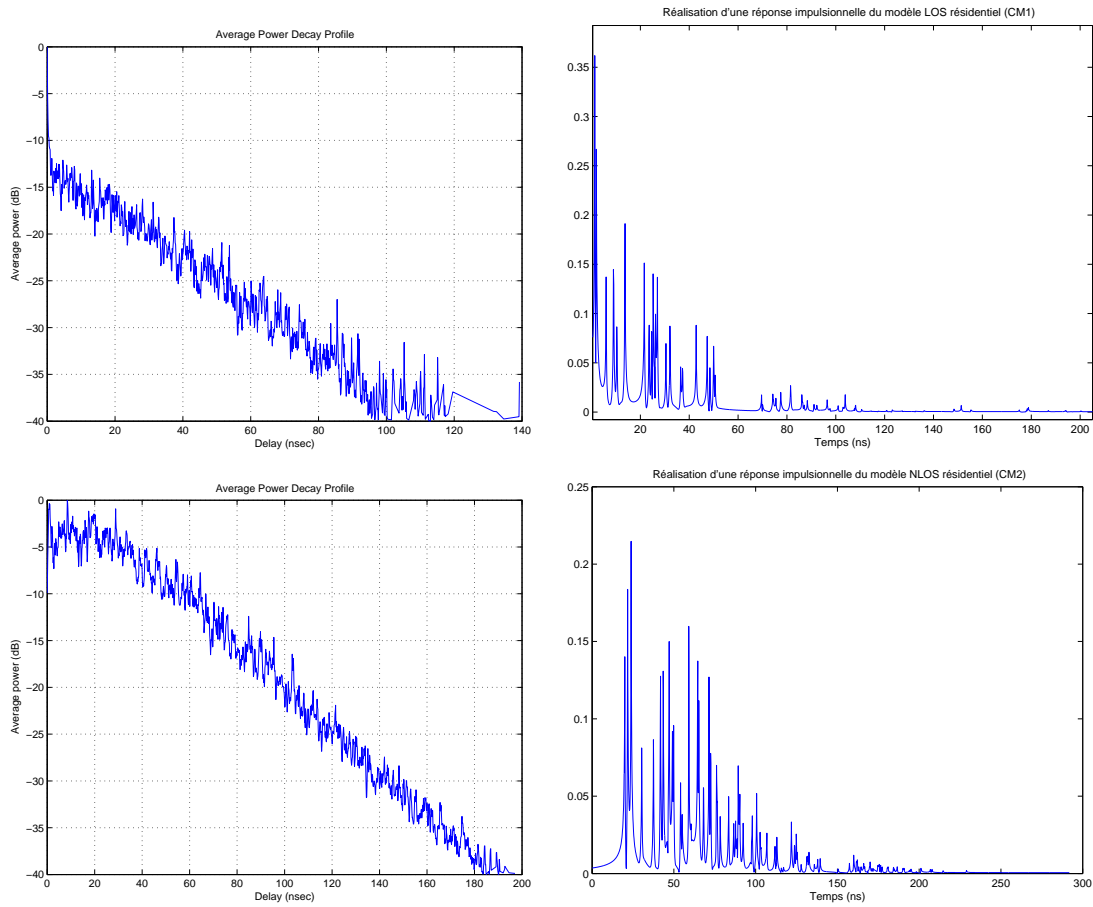


FIG. 1.7 – Profil de décroissance en puissance et réponse impulsionnelle des modèles CM1 (en haut) et CM2 (en bas)

férence inter impulsions, ce qui risque de dégrader les performances de la liaison. Mais le respect de ce délai d'espacement empêche d'atteindre un débit élevé : un débit de 100 Mbits/s et une modulation à deux états réclament l'émission d'une impulsion toutes les 10 nanosecondes. En conséquence il existe deux pistes pour atteindre de très hauts débits en radio impulsionnelle. La première s'appuie sur le recours à une modulation à grand nombre d'états pour obtenir le débit souhaité en respectant le délai de cohérence du canal. Néanmoins, les puissances autorisées ne permettent pas d'avoir le rapport signal-à-bruit nécessaire. L'autre approche consiste à corriger l'interférence inter impulsion à l'aide d'un récepteur « avancé » qui est capable d'égaliser le canal.

### 1.4.3 Système de réception

Il s'agit ici de présenter le principe du récepteur optimal pour un signal impulsionnel. Puis nous abordons l'aspect implémentation de différentes structures de réception. Nous introduisons dans un premier temps un récepteur conventionnel issu du récepteur optimal, ainsi que différents récepteurs "avancés" exploitant différentes techniques destinées à compenser les effets du canal radio.

#### 1.4.3.1 Le récepteur Impulse Radio optimal

Le récepteur optimal pour un signal UWB impulsionnel est un récepteur par corrélation [24, 16]. Le principe consiste à définir une fenêtre d'observation très brève (au plus quelques nanosecondes) pendant laquelle une impulsion sera reçue. Le calcul de la corrélation entre le signal reçu et un signal, que l'on appellera "template" et noté  $v(t)$ , généré localement à partir de la connaissance a priori du signal attendu permet de réaliser la prise de décision. Si  $\hat{w}_{rec}(t)$  est l'estimé de l'impulsion reçue, le *template* est défini, dans le cas d'une modulation 2-PPM, par :

$$v(t) = \hat{w}_{rec}(t) - \hat{w}_{rec}(t - \delta) \quad (1.3)$$

La figure 1.8 explicite ce principe de réception dans le cas d'une modulation 2-PPM. Sur cette figure, nous pouvons constater que le résultat de la corrélation sera positif si l'impulsion reçue n'a pas été décalée de  $\delta$  (transmission d'un "0") et qu'il sera négatif dans le cas contraire. Par ailleurs, comme l'intégrale de  $v(t)$  est nulle, s'il est corrélé avec un bruit blanc (absence d'impulsion), le résultat de corrélation sera nul en moyenne.

Pour tirer parti du fait que l'on transmette plusieurs impulsions pour un même symbole, l'intégration se fait sur l'ensemble des impulsions transmises durant le temps symbole courant, et la prise de décision se fera sur ce résultat global. On peut donc écrire le test statistique de démodulation par [24] :

$$d_0^{(1)} = 0 \iff \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_1+jT_{chip}}^{\tau_1+(j+1)T_{chip}} r(t) \cdot v(t - \tau_1 - j \cdot T_{chip} - c_j^{(k)} \cdot T_{slot}) dt > 0 \quad (1.4)$$

Ce système de démodulation présente un gain de traitement important provenant :

- du fenêtrage : comme le récepteur ne travaille que pendant de brefs intervalles de temps, une grande partie de l'énergie du bruit est située en dehors des fenêtres d'observation et est donc sans effet sur le récepteur.
- de l'utilisation de plusieurs impulsions pour transmettre un même symbole.

Le gain de traitement théorique  $GT_{th}$  d'un récepteur Impulse Radio se calcule comme suit [10] :

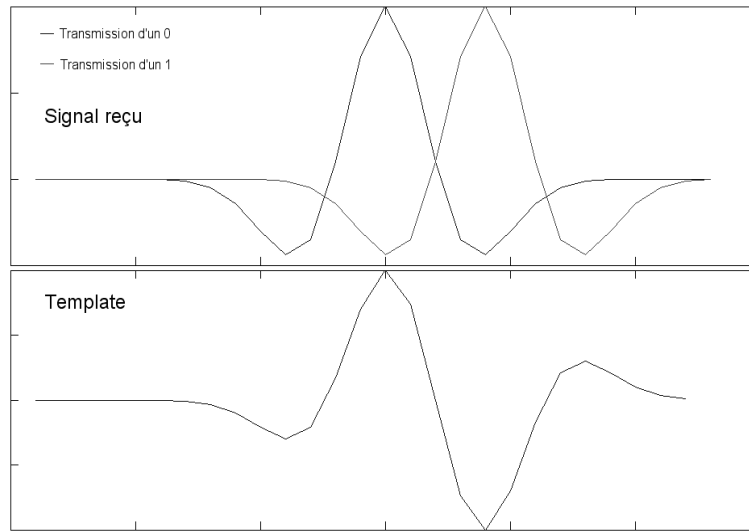


FIG. 1.8 – Démodulation 2PPM d'une impulsion.

$$GT_{th} = 10 \log(K) + 10 \log\left(\frac{T_{chip}}{T_{rx}}\right) \quad (1.5)$$

où :

- $K$  est le nombre de pulses par symbole ( $K$  est un multiple entier de  $N_{chip}$  et fréquemment  $K = N_{chip}$ ).

$T_{chip}$  est la durée d'une trame.

$T_{rx}$  est la durée du *template* de réception, donc de la fenêtre durant laquelle on attend une impulsion.

Le premier terme est donc le gain dû à la répétition du même symbole sur plusieurs impulsions et le second terme fait apparaître le gain apporté par le fenêtrage.

Comme la fenêtre de réception est très étroite, la probabilité d'avoir plus d'une impulsion dans cette fenêtre est très faible. La combinaison destructive de deux trajets est donc improbable. En conséquence, lors du dimensionnement d'une liaison, il n'est pas nécessaire de prévoir l'habituelle marge de fonctionnement de 30dB pour compenser les évanouissements profonds. La littérature [24, 26] montre en effet qu'une marge de 5 à 6 dB est suffisante dans la plupart des cas.

Il faut toutefois garder à l'esprit que pour positionner les fenêtres de réception au moment précis où l'on attend une impulsion, il est nécessaire qu'émetteur et récepteur réussissent à acquérir et maintenir une synchronisation de très bonne qualité. Dans tout ce qui précède, cette condition était considérée comme réalisée.

Nous n'avons parlé ici que du cas d'une modulation PPM. Toutefois, le cas d'une modulation OOK n'est pas très différent : il suffit de modifier le *template*  $v(t)$  qui, pour sera simplement une impulsion  $w_{rec}(t)$ . Le principe de décision sur le signe du taux de corrélation reste le même.

### 1.4.3.2 Architecture de récepteurs conventionnels

Le principe de référence reste le récepteur à corrélation pour une modulation 2PPM. Ce principe et la théorie afférente ont été détaillés plus haut. Ici, nous détaillerons la mise en œuvre

de ce principe. Le cas de modulation différentielle (PAM et M-PPM) est assez proche car seul le *template* de réception  $v(t)$ , étroitement lié à la modulation utilisée, devra être modifié.

### Synchronisation

Pour décoder le signal d'un émetteur donné, le récepteur doit se synchroniser avec lui, ce qui n'est possible que si le récepteur connaît la séquence pseudo-aléatoire utilisée par l'émetteur. Le récepteur peut alors construire un train d'impulsions correspondant à la transmission d'une séquence pseudo-aléatoire complète par l'émetteur. Dans le cas d'une modulation PPM, le récepteur ne tient pas compte du décalage lié au symbole transmis. Ce décalage étant appliqué à l'ensemble du train d'impulsions, il est sans importance car il n'y a pas encore de référence de temps commune au récepteur et à l'émetteur.

Pour obtenir cette référence de temps, le récepteur va devoir calculer une corrélation glissante de ce signal avec le signal reçu [17, 27], et cela sur toute la longueur de la séquence pseudo-aléatoire. La valeur de décalage qui correspond au plus fort pic de corrélation est celle que devra utiliser le récepteur pour obtenir la référence de temps recherchée.

Dans la pratique, un grand nombre de trajets seront présents, ce qui créera de nombreux pics de synchronisation. Dans le contexte d'une application "communications", c'est le pic le plus fort, correspondant au trajet le plus puissant, qui sera sélectionné.

A contrario, dans un contexte de géolocalisation [10], le trajet recherché est le premier trajet détectable, afin de pouvoir calculer précisément les temps de vol où évaluer le décalage entre le premier trajet et le pic retenu.

Dans le cas d'une modulation PPM, il faudra répéter cette opération pour lever l'incertitude due au décalage éventuellement introduit par le symbole transmis. Si l'on prend l'exemple d'une 2PPM, il faudra au minimum deux corrélations glissantes sur deux temps symbole consécutifs transmettant l'un un "0" et l'autre un "1". Ceci permet en effet de comparer les décalages  $T_{ref}$  mesurés pour chacun des symboles et d'en extraire la référence de temps en s'aidant du tableau 1.1 :

Symbole n	Symbole n+1	$\Delta = T_{ref}^n - T_{ref}^{n+1}$
0	0	0
0	1	$-\delta$
1	0	$+\delta$
1	1	0

TAB. 1.1 – Règle d'identification des symboles utilisés pour établir la synchronisation.

Une fois mesurée, la valeur de  $\Delta = T_{ref_n} - T_{ref_{n+1}}$  permet de statuer sur les symboles qui étaient transmis durant la phase de synchronisation, et donc de lever l'incertitude qu'ils introduisaient dans la mesure de la référence de temps.

### Poursuite de synchronisation

Il s'agit ici de maintenir la synchronisation acquise dans la phase précédente, et donc de compenser les dérives d'horloges et les déplacements des émetteurs/récepteurs. Sur ce point, il n'existe qu'assez peu de documentation, mais il semble qu'une boucle à verrouillage de retard ou un algorithme de type early-late sont à même de remplir ce rôle.

Le maintien de cette synchronisation requiert toutefois une horloge d'une grande stabilité et surtout d'une résolution temporelle cohérente avec la forme d'onde des impulsions [27] (pour un



- Une partie front-end radio qui comprend le(s) corrélateur(s), la base de temps, un générateur de pulse, le générateur pseudo-aléatoire ainsi que l'unité de poursuite.
- Une partie numérique qui traite les données en sortie du corrélateur. Elle gère les aspects synchronisation, estimation de canal, prise de décision, décodage canal ainsi que la couche MAC <sup>13</sup>.

Les principales variations entre les différents schémas sont :

- La répartition des fonctions de synchronisation et de poursuite entre les parties analogique et numérique est assez floue, ce qui explique la co-existence d'un certain nombre de schémas différents.
- L'intégration de l'ensemble des impulsions représentant un symbole peut être faite dans la partie RF, la partie numérique travaillant alors au débit symbole. Mais cette intégration peut aussi se faire la partie numérique, ce qui lui demande un peu plus d'agilité et de meilleures performances de conversion, puisqu'il faut alors travailler au rythme du temps chip  $T_{chip}$ .

### 1.4.3.3 Récepteur "Rake" et récepteurs avancés

Le principe du récepteur Rake, introduit avec les premiers systèmes à étalement de spectre à séquence directe, est bien connu : l'idée est d'exploiter non plus seulement le trajet le plus fort, mais les  $n$  plus forts trajets et de les recombinaison de façon constructive pour réaliser la prise de décision. C'est à l'heure actuelle le moyen le plus fréquemment utilisé pour lutter contre l'effet des trajets multiples.

Sur le thème du "récepteur avancé", les deux principaux principes de réception sont l'égalisation et la suppression d'interférences multi-utilisateurs. La technique, très récente, du retournement temporel est également évoquée au titre de perspective.

Il faut par ailleurs noter que dans ces deux cas, il ne s'agira plus de positionner des brèves fenêtres de réception mais de travailler en temps continu, c'est à dire soit en analogique, soit avec un signal échantillonné juste après l'antenne. L'architecture d'un tel récepteur sera donc fondamentalement différente de celle d'un récepteur conventionnel ou d'un Rake.

### Principe et intérêt d'un Rake UWB

Dans le cas d'une liaison UWB, la corrélation glissante sur le temps symbole faite en phase de synchronisation permet de repérer précisément les  $n$  plus forts trajets : si l'on fait l'hypothèse de l'absence de pic d'inter-corrélation dû à d'autres utilisateurs, les  $n$  premiers pics correspondent aux  $n$  plus forts trajets.

La particularité d'un Rake UWB tient au nombre de trajets à prendre en compte. Dans le cas d'un Rake DS-SS <sup>14</sup>, on peut prétendre récupérer la majeure partie de l'énergie en traitant 4 à 8 trajets. A contrario, dans un contexte UWB, du fait du canal indoor et de la forte résolution que procure le système, le nombre de trajets identifiables est bien plus important. En conséquence, pour récupérer la même quantité d'énergie, il sera nécessaire de traiter un nombre de trajets plus important [28]. Le pourcentage  $EC$  d'énergie capturée en fonction du nombre de branches d'un récepteur Rake est donné par :

<sup>13</sup>La couche MAC (Medium Access Control) est la couche logicielle de bas niveau qui gère l'accès au média physique.

<sup>14</sup>DS-SS : Direct Sequence Spread Spectrum, ou étalement de spectre à séquence directe.

$$EC(n) = \left\{ 1 - \frac{\|r(t) - \sum_{i=1}^n \hat{c}_i w(t - \hat{\tau}_i)\|^2}{\|r(t)\|^2} \right\} \times 100 \quad (1.6)$$

Où :

$r(t)$  est le signal reçu.

$n$  est le nombre de trajets traités par le récepteur.

$\hat{c}_i$  et  $\hat{\tau}_i$  sont des variables aléatoires continues qui représentent l'amplitude et le retard du  $i$ -ème trajet.

$w(t)$  est la fonction définissant la forme du pulse élémentaire à l'entrée du récepteur.

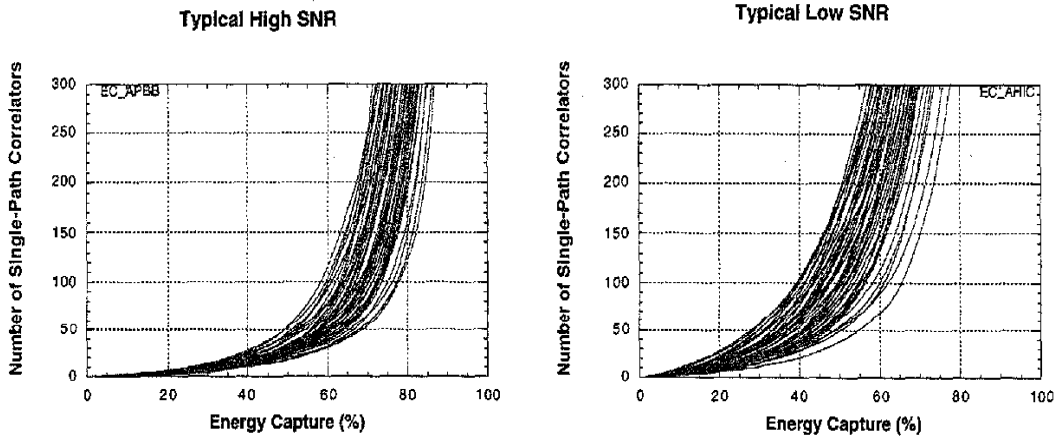


FIG. 1.10 – Pourcentage d'énergie capturée en fonction du nombre de doigts d'un récepteur Rake.

Selon cette étude [28], le pourcentage d'énergie récupérée augmente rapidement lorsque le nombre de trajets traités croît entre 0 et 50, alors que cette augmentation devient plus graduelle au delà de 50 trajets et négligeable au delà de 100 trajets. Plus concrètement, il existe généralement quelques dizaines de trajets spéculaires dominants, ce qui laisse donc penser qu'un Rake UWB, pour être efficace, devra comporter un nombre relativement important de branches. La figure 1.10 nous indique que pour collecter 50% de l'énergie, il faudrait prévoir un Rake traitant entre 25 et 100 trajets, suivant le contexte.

Une autre étude [24] montre qu'un Rake ayant 8 à 16 doigts peut, suivant le contexte, apporter jusqu'à 10 dB de gain. Par ailleurs, cette même étude montre qu'augmenter le nombre de doigts du Rake au delà de cette limite n'est plus très rentable.

Le fait qu'un récepteur UWB n'est théoriquement pas sujet au problème d'évanouissement profond qui survient en cas de recombinaison destructive de trajets supprime l'une des raisons d'être d'un récepteur Rake. Il faut toutefois se souvenir que l'énergie est étalée sur un grand nombre de trajets. Le fait d'en traiter même un nombre relativement réduit (au regard du nombre de trajets présents) va permettre d'améliorer significativement le rapport signal-à-bruit à la prise de décision. De plus un récepteur monotrajet se verrouille sur un seul trajet. Si ce trajet disparaît, la liaison est rompue. Dans cette situation, un récepteur Rake assure la stabilité de la liaison [24] si un ou plus des autres trajets traités existent toujours.

Le récepteur Rake peut donc rendre de grands services au prix d'un surcoût de réalisation par rapport à un récepteur "conventionnel". Il n'existe pas non plus d'architecture "classique"

de récepteur Rake UWB. Cependant, les études théoriques sur le gain procuré par un Rake à  $n$  doigts sont faites sur l'hypothèse d'un "front-end" à  $n$  corrélateurs. Un tel récepteur aura inévitablement à poursuivre chacun des trajets sur lequel il se verrouille. Par contre, il ne sera pas nécessaire de faire l'estimation en phase des trajets. En effet, l'étape de synchronisation se faisant par corrélation avec un modèle d'impulsion attendu, les trajets affectés d'un déphasage important ne pourront pas générer de pic de corrélation et ne seront donc pas détectés comme trajets intéressants. Et si l'on fait le choix de ne pas pondérer la recombinaison des trajets, l'estimation en amplitude n'est pas indispensable non plus.

D'autres études ambitionnent de diminuer la complexité par la simplification de la sélection des trajets en ne retenant pas les  $n$  plus forts trajets, mais plutôt les  $n$  premiers trajets [29]. Enfin, étant donné la brièveté des impulsions UWB, il est envisageable de faire un Rake "série" directement au niveau RF [1], ce qui permet de limiter le nombre de têtes de réception nécessaires.

Il manque encore un certain retour d'expérience sur les performances en conditions réelles d'un récepteur UWB standard et d'autre part, une analyse de complexité d'un récepteur Rake en fonction du nombre de doigts. A partir de ces données, les études théoriques existantes permettront de statuer sur la rentabilité de la mise en œuvre d'un récepteur Rake, qui aide à lutter contre les trajets multiples, mais ne résout pas pour autant le problème de l'interférence inter-impulsions dans le cas du très haut débit : si les impulsions entrent en collision, même partiellement, le Rake ne pourra rien y faire.

### Suppression d'interférences multi utilisateurs

Dans la plupart des cas, les interférences dues aux autres utilisateurs sont assimilées à un bruit blanc gaussien. Cette hypothèse est justifiée si les codes pseudo-aléatoires utilisés sont suffisamment longs, si le nombre d'utilisateurs interférants est suffisant et/ou s'il n'y a pas un utilisateur dominant, masquant les autres.

Dans le cas d'un récepteur à suppression d'interférences, on considère ces interférences comme émanant des signaux des autres utilisateurs et on cherche à les traiter grâce à la connaissance a priori (code, paramètres de modulation) que l'on en a.

Ces approches reposent sur des algorithmes standards de détection multi-utilisateurs : Filtrage adapté (MF), forçage à zéro (ZF) et minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE)

Les articles publiés consacrés à ces techniques [30] sont principalement axés sur la modélisation mathématique des performances de tels systèmes et non sur l'étude de leur faisabilité. La figure 1.11 montre les résultats calculés dans l'article [30]. Nous pouvons constater que la solution du filtre adapté (MF), assimilable à un Rake, montre un plancher de TEB très marqué, et que les récepteurs basés sur les algorithmes de forçage à zéro (ZF) ou de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) sont très nettement plus performants. Remarquons toutefois que l'hostilité du canal utilisé, qui compte 400 trajets répartis sur une profondeur de 100 ns, et les choix de modulation, notamment le fait de n'émettre qu'une impulsion par symbole, expliquent en partie les faibles TEB obtenus.

Une piste pour limiter l'interférence intersymbole serait d'utiliser deux codes de saut temporel différents pour deux symboles consécutifs. Ainsi, un système de suppression d'interférence multi-utilisateur sera capable de limiter l'interférence du symbole  $N+1$  sur le symbole  $N$  en la considérant comme interférence d'un autre utilisateur.

Par ailleurs, une autre approche, plus prospective, serait de faire de l'égalisation directement après l'antenne. Ceci suppose d'échantillonner le signal radiofréquence mais cette configuration ouvre de nombreuses perspectives. Cependant, l'état actuel de la technique des convertisseurs et des processeurs de signaux fait qu'elle reste encore hors de portée pour un terminal embarqué



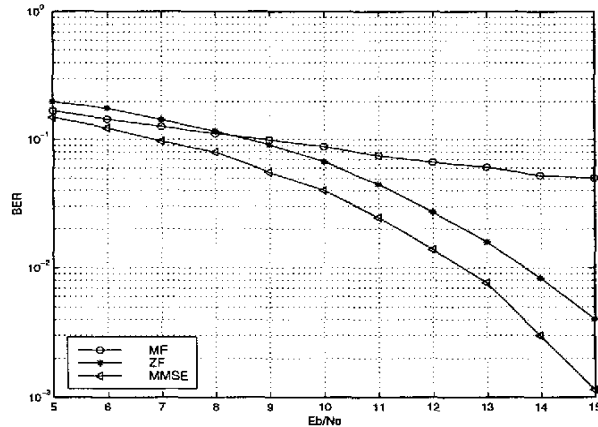


FIG. 1.11 – TEB en fonction du rapport signal à bruit pour des récepteur ZF, MMSE et MF pour une modulation 2PPM avec un pulse par symbole et quatre utilisateurs simultanés. Le canal utilisé compte 400 trajets répartis sur une profondeur de 100 ns

qui est soumis à de sévères contraintes d'encombrement et de consommation.

### Le retournement temporel

Apparu très récemment, le retournement temporel [31] remplit la même fonction qu'un égaliseur. C'est dans la réalisation de cette égalisation que les choses divergent : dans un système à retournement temporel, c'est l'émetteur qui a la charge d'établir une estimation de la réponse impulsionnelle du canal  $h(t)$ . L'émetteur retourne alors dans le temps le conjugué de la réponse impulsionnelle du canal pour obtenir  $h^*(-t)$ . Ainsi, lorsque cette impulsion est rayonnée, le passage dans le canal revient à la convoluer avec  $h(t)$ . Il s'opère de ce fait une compression temporelle de l'impulsion émise. En sortie du canal, le récepteur retrouve une impulsion à l'énergie beaucoup plus dense. L'effet habituel d'étalement de l'énergie le long de la réponse impulsionnelle du canal a, dans ce cas de figure, été inversé. Ce procédé semble donc très bien adapté pour s'appliquer à la radio impulsionnelle [32]

L'avantage de cette solution est qu'elle permet de concentrer toute la complexité sur un seul objet qui peut être par exemple le coordinateur du réseau que l'on suppose moins contraint énergétiquement que les autres membres du réseau. Ainsi, si dans une communication point à point, l'un de ces points est équipé d'un égaliseur et du retournement temporel il décharge l'autre point de tout traitement de réception "avancée". L'interlocuteur reçoit des impulsions parfaites grâce au retournement temporel et les impulsions que lui même transmet sont corrigées par l'égaliseur. Un tel dispositif peut être très utile pour un réseau dans lequel tous les éléments communiquent avec un nœud central : toute la complexité étant concentrée sur le nœud, les différents terminaux resteraient très simples.

Cependant, il reste une difficulté majeure à l'exploitation d'un tel dispositif : il faut que l'émetteur soit capable de générer la forme d'onde de l'impulsion, qui risque d'être relativement complexe. Cela implique une conversion numérique/analogique avec une fréquence d'échantillonnage très élevée (au moins 8 GHz si l'impulsion doit être générée directement par le convertisseur), et a priori une amplification linéaire à la sortie du convertisseur. Une alternative serait de modéliser l'impulsion à émettre comme une combinaison linéaire d'impulsions élémentaires, ce qui permettrait de remplacer le convertisseur numérique/analogique par une banque de générateurs

d'impulsion et un réseau de déphaseurs et d'atténuateurs variables.

### Récepteur à accumulation d'énergie

Une façon simple de résoudre le problème de la complexité du canal UWB est proposée par ce type de récepteur. Il s'agit ici de redresser le signal reçu puis de l'intégrer sur une durée longue par rapport à l'impulsion (fréquemment comprise entre 1/5 et 1/3 de la profondeur du canal). Cela induit automatiquement une limitation du débit puisque l'émetteur doit respecter un écart entre deux impulsions consécutives au moins égal à l'intervalle d'intégration<sup>15</sup>. Si cette durée est assez longue, l'impulsion ainsi que la majorité des échos significatifs vont contribuer au résultat du symbole. Dans ce cas, le récepteur collecte donc la plupart de l'énergie présente sur le canal mais sans la séparer trajet par trajet. L'avantage de cette structure est sa capacité de collecter une part significative de l'énergie tout en restant d'une grande simplicité. L'inconvénient majeur est que le récepteur UWB agglomère tous les trajets sans les avoir préalablement séparés. Ce faisant, il renonce à exploiter la grande résolution du signal UWB, ce qui ferme la porte à toutes les applications de localisation et de mesure. De plus, le récepteur intègre dans son résultat final une part significative de bruit redressé, y compris lorsque aucun signal impulsionnel n'est superposé à ce bruit. Il peut en découler un certain amoindrissement des performances du système, en particulier avec un canal dans lequel l'effet multitrajet est moins marqué (en extérieur par exemple).

## 1.5 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. Par contre, l'optique "communications" pose des questions nouvelles sur les aspects "bande de base", c'est à dire la prise de décision, la détection et le traitement du phénomène de trajet multiple ainsi bien sûr que les questions de coût et de consommation.

La technologie Impulse Radio peut apporter de vraies améliorations par rapport à l'existant. Mais n'étant pas entièrement mature, elle recèle un potentiel d'innovation encore très important, ainsi qu'un certain nombre d'incertitudes quant à son implémentation, en particulier dans le domaine des très hauts débits. Dans ce domaine, le problème de l'interférence inter-impulsion peut nécessiter le recours à des solutions potentiellement complexes (égalisation, suppression d'interférences). De ce fait, l'intérêt, pour les très hauts débits, de la radio impulsionnelle, par rapport à une solution reposant sur l'OFDM par exemple, paraît moins déterminant que dans le bas débit. Ce point est encore accentué par le fait que sur des terminaux capables de traiter des débits de plusieurs centaines de Mbits/s, les facteurs de coût et de consommation sont moins critiques.

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 thèse.

---

<sup>15</sup>Un récent développement dans le domaine de la suppression d'interférence inter-impulsion doit permettre de descendre jusqu'au tiers de cette valeur



## Chapitre 2

# Spécification d'une couche physique bas débit

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>33</b>
2.1.1	Radio Impulsionnelle et "bas débits"	34
2.1.2	Une approche expérimentale centrée sur le matériel	34
2.1.3	Choix d'orientation et méthode expérimentale	35
<b>2.2</b>	<b>Définition d'une couche Physique</b>	<b>35</b>
2.2.1	Objectifs et performances souhaitées	35
2.2.2	Contraintes	36
2.2.3	Caractéristiques du canal radio UWB	36
2.2.4	Choix d'une modulation	37
2.2.5	Méthode d'accès multiple	39
2.2.6	Spectre du signal émis	42
2.2.7	Conclusion	43
<b>2.3</b>	<b>Ordre de grandeur et dimensionnement</b>	<b>43</b>
2.3.1	Bilan de liaison préliminaire	44
2.3.2	Paramètre de saut et interférence inter symboles	48
2.3.3	Le problème de la synchronisation	49
2.3.4	Support de réseaux indépendants	50
<b>2.4</b>	<b>Conclusions</b>	<b>50</b>

---

## 2.1 Introduction

L'étude du chapitre précédent amène à la conclusion que la radio impulsionnelle ouvre de grandes perspectives dans le domaine du bas débit. Le travail de thèse va donc s'en trouver ré-orienté vers ce domaine. Ce chapitre présente cette ré-orientation et la démarche qui y est associée. Puis, en application de cette ré-orientation, une couche physique faible complexité reposant sur la radio impulsionnelle UWB pour des applications bas débit à forte autonomie est proposée. Dans un premier temps les principes qui constitueront cette couche physique sont décrits. Par la suite, un bilan de liaison et une étude des contraintes réglementaires et technologiques permet de dimensionner cette couche physique pour aboutir à la spécification complète du système.

### 2.1.1 Radio Impulsionnelle et "bas débits"

Cette thèse trouve son origine dans l'apparition du concept de radio impulsionnelle. Le fait d'utiliser une bande dite "ultra large", lorsqu'elle s'obtient via l'utilisation de procédés classiques comme de l'OFDM ou de l'étalement de spectre est en soit une évolution majeure des techniques radio. La radio impulsionnelle transforme cette évolution en révolution : le fait d'émettre des impulsions ultracourtes et donc naturellement ultra large bande, est en rupture avec les techniques radio utilisées jusqu'à présent<sup>16</sup>. Parcourir ce nouveau terrain était la motivation de départ de nos travaux. Tout au long de ce travail de thèse nous avons conservé notre but initial : mettre en œuvre pratiquement le concept de Radio Impulsionnelle.

Il faut toutefois souligner qu'aujourd'hui, ce concept n'est plus représenté dans les débats de normalisation en cours à l'IEEE (TG 802.15.3a). Il s'y déroule un affrontement à l'issue incertaine entre deux propositions très éloignées du principe de radio impulsionnelle considéré comme inadapté aux communications très haut débit.

Par contre, le concept de radio impulsionnelle apparaît, de part sa nature même, très bien correspondre à ce qui est attendu des radios bas débit, à savoir :

- une grande simplicité,
- une bonne robustesse aux milieux difficiles,
- un coût de revient potentiellement très réduit,
- une très faible consommation,
- une forte capacité de géolocalisation.

Puisque nous souhaitons poursuivre nos travaux sur la radio impulsionnelle, nous nous sommes délibérément orientés vers le champ d'application du bas débit dans lequel la radio impulsionnelle a, du fait de ses spécificités, un rôle majeur à jouer. De plus, le contexte de normalisation du groupe de travail IEEE 802.15.4a relatif aux systèmes radio bas débit UWB est en lien étroit avec nos travaux. C'est donc clairement dans la voie du bas débit que se sont inscrits nos travaux.

### 2.1.2 Une approche expérimentale centrée sur le matériel

Au début de cette thèse, vue d'Europe, la radio ultra large bande n'était présente que sous forme de papiers et de promesses.

Face à cela, le besoin de voir les idées se concrétiser se faisait sentir. L'approche purement impulsionnelle de l'UWB-IR est différente de ce qui se fait usuellement en radio. Il n'est plus possible de recourir seulement aux règles classiques de la radio bande étroite. De nombreux systèmes, structures et composants ont un comportement connu lorsqu'ils sont utilisés en bande étroite. Mais il n'est pas évident que ce comportement reste strictement identique lorsque ces éléments sont utilisés dans une application UWB-IR avec signaux trop brefs pour permettre un fonctionnement en régime établi.

Face à cette situation, il nous a paru important de considérer de près l'aspect matériel de la radio ultra large bande impulsionnelle. Ceci nous a amené à réaliser une chaîne de communication UWB-IR. Cette démarche de prototypage permettra en effet de mesurer et de constater dans des cas réels les performances, comportements et limites des différents systèmes et composants, et donc de vérifier les limitations et potentialités de la technologie UWB-IR. Une approche uniquement basée sur la simulation se serait révélée trop complexe car il aurait fallu obtenir des

---

<sup>16</sup>On peut toutefois remarquer que les émetteurs à arc qui des premières heures de la radiotélégraphie reposaient sur le même principe d'émissions d'impulsions.

modèles précis, parfois difficilement accessibles, puis conduire des simulations sur des phénomènes souvent non linéaires (en particulier tout ce qui relève des régimes transitoires).

Comme le but de ce travail de prototypage d'une chaîne UWB-IR est aussi d'obtenir des assurances quant au réalisme et à la faisabilité de la radio impulsionnelle, il est nécessaire de ne pas perdre de vue les contraintes d'un futur système UWB-IR bas débit. Le prototype développé devra au maximum reposer sur des principes et des systèmes qui soient facilement intégrables sur puce avec des procédés de réalisation microélectronique courants. Par ailleurs, se lancer dans une réalisation permet d'identifier les éventuels problèmes et contraintes découlant directement des caractéristiques physiques des systèmes et composants.

Cette orientation tournée vers l'expérimentation et la réalisation présentent de plus un important potentiel d'innovation.

### 2.1.3 Choix d'orientation et méthode expérimentale

En conséquence, il ressort des points exposés précédemment que tout pousse à renoncer au champ d'application des très hauts débits pour se pencher sur l'univers des bas débits.

Il est par ailleurs décidé de continuer à travailler sur le thème de la radio impulsionnelle dans une optique de prototypage, optique que l'orientation bas débit rend désormais abordable. En conséquence, notre objectif est maintenant d'arriver à mettre en œuvre un prototype de système radio ultra large bande impulsionnel à faible complexité.

Au vu de l'objectif de faible complexité, le prototype sera sous optimal par rapport à un récepteur idéal ou même par rapport à ce que pourrait donner un récepteur réel conçu dans une optique de performance maximale. Cependant, cette réalisation "simplifiée" est accessible, compte tenu des moyens et du temps disponible, et sera riche en enseignements sur le réalisme de la mise en œuvre d'un système UWB-IR.

## 2.2 Définition d'une couche Physique

### 2.2.1 Objectifs et performances souhaitées

L'objectif que nous nous fixons est de mettre en œuvre un système radio ultra large bande impulsionnel. Son champ d'application est celui d'une interface radio bas débit à faible consommation et à faible coût, apte à équiper des objets communicants du type réseaux de capteurs ou RFID.

Nous nous fixons les spécifications suivantes :

- un débit disponible pour la couche MAC d'au moins 10 kbit/s jusqu'à une trentaine de mètres,
- la possibilité d'obtenir un débit agrégé sur le média supérieur à 1 Mbit/s,
- une bande instantanée d'au moins 1 GHz,
- un système conçu dans le but d'être facilement transposable vers une réalisation sur silicium,
- un faible coût et une très basse consommation.

Un système radio impulsionnelle est un concept très simple. Il faut conserver autant que possible cette simplicité lors du passage du concept à la réalisation car elle s'accorde parfaitement avec la recherche d'un faible coût de revient et d'une faible consommation.

### 2.2.2 Contraintes

Dès le départ, il est clair qu'une réalisation sur silicium de notre prototype n'est pas envisageable dans le cadre de la thèse. Le prototype reposera uniquement sur des composants discrets déjà disponibles sur le marché.

Notre volonté d'acquérir une bonne vision de l'intégrabilité d'un système radio impulsionnel à très faible coût nous impose de ne recourir qu'à des composants facilement réalisables sur un substrat silicium avec des procédés microélectroniques classiques. Ainsi par exemple, les composants réalisés sur un substrat en arséniure de gallium (AsGa) ne seront pas utilisables.

En l'absence d'une réglementation européenne régissant les systèmes UWB, nous respecterons le masque de puissance défini par les autorités nord-américaines [7], ce qui nous contraint à opérer dans la bande de 3,1 à 10,6 GHz avec une densité spectrale de puissance maximale de -41,3 dBm/MHz.

De plus, la bande UNI, située entre 5,15 GHz et 5,9 GHz, est susceptible d'héberger à court terme un trafic de type WLAN assez intense. Afin d'éviter un éventuel brouillage par ces systèmes, cette bande sera évitée.

### 2.2.3 Caractéristiques du canal radio UWB

Le sujet a déjà été évoqué plus en détail dans le chapitre précédent 1.4.2.

La normalisation 802.15.4a a défini un jeu de 8 modèles de canaux représentatifs des différents cas d'usages d'un dispositif UWB bas débit. La figure 2.1, produite à partir de ces modèles, représente un exemple de réponse impulsionnelle d'un canal avec trajet direct (LOS) en milieu industriel.

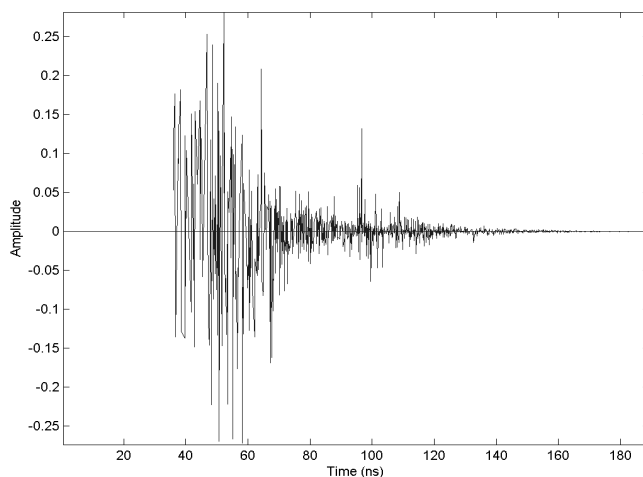


FIG. 2.1 – Réponse impulsionnelle d'un canal UWB LOS en milieu industriel

A partir de l'ensemble de ces données, nous avons retenu pour nos travaux les caractéristiques suivantes :

**Un grand nombre de trajets :** Toutes les campagnes de mesures recensées dans la littérature concluent à de canaux présentant entre 100 et 400 trajets, dont quelques dizaines de trajets dominants.

**Une profondeur de canal moyenne de 200 ns :** Cette valeur ne prend pas en compte les possibilités d'utilisation en extérieur.

**Une décroissance de la puissance avec le temps suivant une loi exponentielle :** En *indoor*, on peut considérer que l'énergie du trajet le plus fort décroît en  $r^{-1,8}$  dans des situations LOS et en  $r^{-3}$  voire  $r^{-4}$  dans les cas NLOS.

#### 2.2.4 Choix d'une modulation

A l'origine, la principale modulation envisagée était une modulation de la position de l'impulsion (PPM cf 1.4.1.2) associée à un détecteur cohérent (ou par corrélation), comme détaillé dans la section 1.4.3.1. Ce choix découlait en grande partie de contraintes de réalisation. Un corrélateur analogique fournit un taux de corrélation entre le signal reçu et un motif de corrélation. Ce motif est établi de sorte que le taux de corrélation soit positif si l'impulsion est à l'endroit attendu ou négatif si l'impulsion a été retardée de la valeur prévue.

Ce système est bien adapté lorsqu'il s'agit de travailler avec des monocycles gaussiens ou des monopulses. Toutefois, le respect de la réglementation FCC [7] complique la chose : ces formes d'onde "simples" ne sont pas en mesure de tirer le meilleur parti du spectre ouvert aux communications UWB. Ces signaux ne peuvent utiliser l'intégralité de la ressource spectrale disponible si l'on considère les limites de bande et les limites d'émission hors bande, à plus forte raison si le concepteur souhaite n'utiliser qu'une partie de la bande FCC.

Il devient alors nécessaire d'utiliser une impulsion modulant une pseudo porteuse. L'inconvénient, outre la complexité accrue de la génération d'impulsion, est le durcissement des contraintes de synchronisation : dans le cas d'une pseudo porteuse à 4 GHz par exemple, un simple retard d'une demi-période, soit 125 ps provoquerait une combinaison entièrement destructive du signal reçu et du motif de corrélation. Une telle précision de synchronisation est complexe à obtenir, en particulier lorsqu'il s'agit d'un signal impulsionnel intermittent.

Afin d'alléger cette contrainte de synchronisation, nous avons choisi d'utiliser un récepteur non-cohérent basé sur un détecteur d'enveloppe. Le franchissement par l'enveloppe d'un seuil fixé signalera la présence d'une impulsion. Ce récepteur est nécessairement sous-optimal par rapport à un récepteur cohérent. Toutefois, il permet un fort relâchement des contraintes de synchronisation tout en étant une structure simple et potentiellement très peu consommante. Cela implique de retenir une modulation compatible avec une détection non-cohérente.

##### 2.2.4.1 Modulation non cohérente

Le choix d'une modulation compatible avec un récepteur non cohérent, exclut les modulations de phase. Il reste donc la modulation de position de l'impulsion ou la famille des modulations d'amplitude (PAM : Pulse Amplitude Modulation), famille de laquelle on retiendra surtout le "tout ou rien" (OOK : On Off Keying).

Afin de minimiser le niveau de sensibilité radio du récepteur, il faut maximiser la puissance crête de l'émetteur, tout en restant dans la limite de puissance moyenne, ce qui signifie raréfier le nombre d'impulsions émises par seconde pour travailler à puissance moyenne égale. C'est ce qui se produit avec de l'OOK s'il y a équirépartition des symboles binaires puisqu'il n'y a alors plus qu'une impulsion émise pour deux symboles transmis. Toujours dans cette hypothèse, l'intervalle moyen entre deux impulsions consécutives est multiplié par 2. Cet écart doublé diminue les risques d'interférence inter-impulsions dans le cas d'un canal radio relativement profond, où risquent d'apparaître des trajets fortement retardés. La résistance du système aux canaux multitrajets s'en trouve améliorée.



Il ressort [33] que pour une énergie par symbole équivalente, les performances des modulations OOK et PPM dans un canal parfait (simple bruit additif blanc gaussien) sont identiques. En effet, dans le cas d'une modulation PPM à deux états comme dans celui de l'OOK, la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) est donnée par l'équation 2.1 dans laquelle  $E_b$  est l'énergie par bit et  $N_0$  la densité spectrale de puissance monolatérale du bruit.

$$Pe_{OOK} = Pe_{2PPM} = \frac{1}{2} \times \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{2 \times N_0}} \right) \quad (2.1)$$

Si l'énergie par bit  $E_b$  est égale dans les deux modulations, la probabilité d'erreur binaire l'est également. Ce résultat se vérifie parfaitement en simulation, comme le montre la figure 2.2. Toutefois, obtenir cette équivalence d'énergie bit implique d'utiliser, dans le cas de l'OOK, des impulsions dont la puissance crête est double, ce qui peut poser d'éventuels problèmes de réalisation à l'émission mais relâche l'exigence de sensibilité du récepteur.

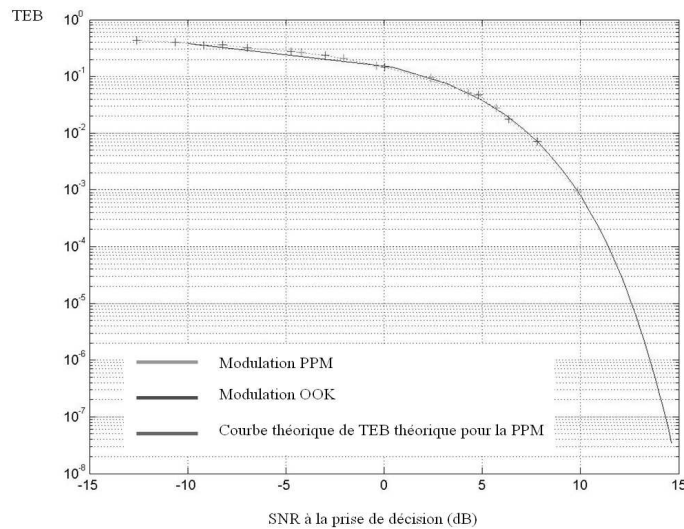


FIG. 2.2 – Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit

#### 2.2.4.2 Construction des symboles

Faire correspondre un bit de donnée à un symbole et à une impulsion transmise (ou non, suivant la valeur de la donnée) serait bien évidemment la plus simple des solutions. Cependant, elle n'est viable qu'à fort rapport signal à bruit. Étant donnés les niveaux d'émissions considérés et les caractéristiques du canal radio, ce ne sera que très rarement le cas.

Par ailleurs, on rencontre dans la littérature consacrée à la radio impulsionnelle [16], des systèmes qui transmettent plusieurs impulsions pour un même symbole, afin de dégager un gain de répétition et devenir ainsi résistants à la perte de quelques impulsions.

Cette approche, appliquée à une modulation OOK conduit à émettre un train d'impulsions pour un symbole "1" et à un train d'absence d'impulsions pour un symbole "0". Ceci risque de conduire à une répartition très inégale de la puissance dans la trame de données suivant la répartition des "1" et des "0" dans la charge utile. Ainsi l'accumulation de puissance liée à une surreprésentation de symbole "1" dans la trame peut mener à des problèmes de dépassement

de la puissance moyenne autorisée, voire d'interférences. Pour se protéger de tels aléas, il est nécessaire d'équilibrer la puissance entre les symboles. Chaque symbole correspond alors à un nombre équivalent d'émissions et de non-émissions d'impulsions.

Ainsi chaque symbole comporte  $N_{pulse}$  impulsions potentielles, dont seulement la moitié est réellement émise. A chaque symbole, est associé un mot de code composé de  $N_{pulse}$  chips, chaque chip pouvant être un "0" ou un "1". Chaque mot associé à chaque symbole comporte un nombre égal de "0" et de "1". Ce mot est ensuite transmis en OOK, soit une impulsion émise pour un "chip" à "1" et une non-émission pour un chip à "0". De plus, afin de maximiser la distance entre les symboles, ces mots doivent être orthogonaux entre eux.

Ainsi, pour une modulation binaire, nous aurons deux mots orthogonaux M0 et M1 correspondant respectivement aux symboles binaires "1" et "0". M0 et M1 seront tous deux composés de  $N_{pulse}$  chips dont la moitié sera à "0" et l'autre à "1". Le fait de transmettre plusieurs impulsions pour le même symbole doit apporter un gain de répétition  $G_{rep}$  calculable par l'équation 2.2 :

$$G_{rep} = 10 \times \log N_{pulse} \quad (2.2)$$

## 2.2.5 Méthode d'accès multiple

Le problème de l'accès multiple recouvre en fait deux problèmes distincts :

- Permettre le partage de l'accès au média entre systèmes coopérant ensemble, comme par exemple, tous les noeuds d'un même réseau.
- Permettre à plusieurs réseaux indépendants de cohabiter dans la même zone géographique sans se perturber.

### 2.2.5.1 Entre réseaux indépendants

Dans une approche radio "bande étroite", une isolation efficace entre réseaux indépendants est obtenue par le biais d'un plan de bande allouant à chacun de ces réseaux différentes parties du spectre. Dans une approche UWB-IR, il est délicat de reprendre ce même schéma : il est certes possible de délimiter plusieurs bandes de 1,5 GHz dans les 7,5 GHz de bande ouvertes aux dispositifs UWB par la FCC. Cependant, seule la partie basse de cette bande pourrait être accessible à des équipements réalisés via les techniques microélectroniques compatibles avec l'objectif de faible coût de nos systèmes. Il n'est donc pas possible de garantir la séparation des réseaux par un plan de bande.

Une autre approche serait de séparer les systèmes par un partage du temps d'accès au canal radio. Mais dans cette approche, tout comme l'approche fréquentielle, un besoin de coordination entre les réseaux est nécessaire, ce qui dans notre cas est exclu puisque les réseaux sont indépendants. Dans le cas où une allocation fixe de bande ne peut être obtenue de manière coordonnée, il est possible que chaque réseau choisisse lui-même sa bande de travail en fonction de l'occupation des bandes disponibles. C'est ce schéma qui est utilisé, par exemple, dans le standard DECT. Cependant, il y a une faiblesse majeure : Dans le cas d'une liaison point à point, comme en DECT, il faut trouver une bande qui apparaisse comme libre aux deux terminaux. Mais dans le cas d'un réseau, il faut que la bande sélectionnée soit libre pour l'ensemble des terminaux du réseau, chacun d'eux ayant un environnement différent. Plus le réseau est étendu et plus le nombre de terminaux augmente, plus la probabilité de trouver une telle bande diminue. Il faut alors avoir recours à la solution du saut de fréquence, suivant laquelle les terminaux d'un même

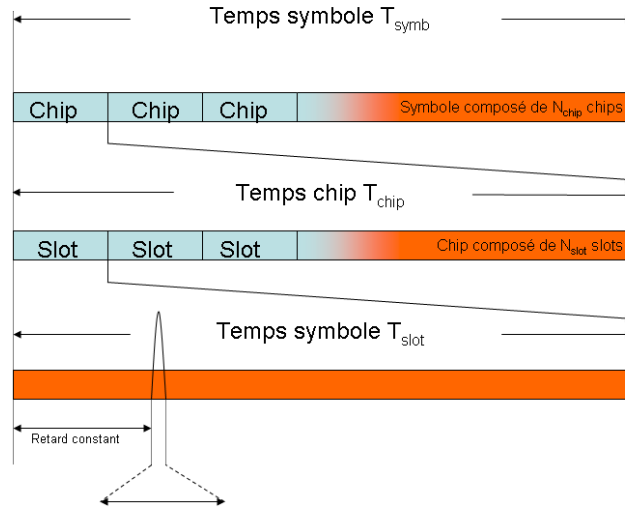


FIG. 2.3 – Représentation de la structure temporelle du temps symbole

réseau émettront sur une bande choisie de manière pseudo-aléatoire parmi le jeu de bandes disponibles, tout en ayant soin de transmettre le même symbole à plusieurs reprises sur des bandes différentes.

Le concept de saut temporel, ou Time Hopping (noté TH), abondamment décrit dans la littérature [16][6], est l'exact dual dans le temps du saut de fréquence dans le spectre. Suivant ce schéma, un code pseudo-aléatoire  $C_{th}$  d'ordre  $M$  désignera l'instant parmi  $M$  possibles sur lequel l'impulsion sera émise. Afin de simplifier les choses, il est fréquent, si l'on a  $N_{pulse}$  impulsions par symbole, de recourir à un code de longueur  $N_{pulse}$  ou multiple de  $N_{pulse}$ . Nous reprenons les notations introduites dans le chapitre précédent 1.4.1.3 : Ainsi que le montre la figure 2.3 un temps symbole  $T_{symb}$  est divisé en  $N_{chip}$  chips de longueur  $T_{chip}$ . Chacun de ces chips contient une impulsion et une seule. Le nombre de chips par symbole est donc égal au nombre d'impulsions par symbole, noté  $N_{pulse}$ . Ces chips sont eux-même divisés en  $N_{slot}$  slots de durée  $T_{slot}$ ,  $N_{slot}$  étant en général égal à l'ordre du code de saut. Pour le  $I^{me}$  chip d'un symbole, la valeur du  $I^{me}$  élément du code de saut désignera le slot parmi  $N_{slot}$  qui portera l'impulsion.

Dans le cas d'un canal radio à bruit additif blanc gaussien, si l'on considère qu'une impulsion dure  $1 ns$  et qu'une trame dure de l'ordre de la centaine de  $ns$ , le risque de collision d'une impulsion est faible (1% dans le cas présent). Pour obtenir une collision à l'échelle du symbole, il faut encore diviser cette probabilité par  $N_{pulse}$ , nombre d'impulsions par symbole. Si les codes de saut alloués aux différents systèmes cohabitant sont suffisamment orthogonaux, et que les instants possibles d'émission d'impulsions sont suffisamment nombreux et espacés, les risques de collision sont extrêmement faibles.

Toutefois, sur un canal réel, l'énergie de l'impulsion est étalée dans le temps via l'effet des trajets multiples. Le dimensionnement des paramètres du système de saut sont donc critiques et doivent tenir compte de ces données pour garantir la résistance du système aux réseaux interférants.

Le principe de l'accès multiple par saut temporel est une technique d'accès multiple permettant de partager un même média entre plusieurs utilisateurs indépendant ayant chacun leur code de saut temporel. Dans notre cas, nous utiliserons cette méthode du saut temporel pour isoler les réseaux cohabitant dans la même zone géographique. L'attribution d'un code de saut différent

à chacun de ces réseaux permet de créer autant de "canaux logiques" propres à chacun de ces réseaux.

### 2.2.5.2 Au sein du même réseau

Nous ne cherchons pas ici à spécifier un mécanisme de partage d'accès au sein du réseau. Ce choix est en effet de la responsabilité de la couche MAC. Toutefois, cette dernière s'appuie nécessairement sur des fonctionnalités offertes par la couche physique. Il est donc utile de considérer ce point dès la conception de la couche physique afin de garantir la faisabilité des solutions identifiées comme potentiellement intéressantes.

Dans le cadre d'une application aux réseaux de capteurs, il est possible d'imaginer un réseau de structure statique et hiérarchisée dans laquelle un "coordinateur" est en charge de distribuer du temps de parole aux autres équipements du réseau. Cependant, cette approche de type TDMA est difficilement compatible avec des structures de réseaux flexibles, telle que celle d'un réseau ad-hoc. Or, si les réseaux de capteurs d'aujourd'hui sont plutôt bâtis de manière statique et hiérarchisée, les applications futures se dirigeront vers des structures nettement plus flexibles, de type ad-hoc. Pour ce type de structure, on préférera nettement un partage de l'accès au média plus "adaptatif", tel le CSMA-CA.

Il est important de s'assurer que la couche physique puisse supporter ce principe. Étant donné le très faible niveau d'un signal UWB par rapport au bruit, le support du CSMA, qui nécessite de pouvoir à tout moment statuer sur l'état libre ou occupé du canal, n'est pas évident : le schéma consistant à détecter la présence d'une porteuse sur le canal radio devient impraticable puisqu'il n'y a plus de porteuse permanente pendant la transmission d'une trame de données.

Pour qu'un récepteur soit capable de détecter la présence d'un signal UWB-IR, il est nécessaire que ce dernier ait acquis une synchronisation sur ce signal. Ceci est d'autant plus nécessaire que le canal n'est pas constitué uniquement d'une bande de fréquence, mais d'un couple formé d'une bande et d'un code de saut temporel. Si deux systèmes différents cohabitent sur la même bande de fréquence en utilisant deux codes de saut différents, l'un doit pouvoir émettre sans que l'autre ne considère le canal comme occupé.

En conclusion, il est donc nécessaire qu'à tout instant, un récepteur puisse décider s'il y a ou non sur le canal radio un signal utilisant son code de saut temporel.

Pour répondre à cette contrainte, il est nécessaire d'adopter deux solutions.

### Principe de l'écoute virtuelle

L'écoute virtuelle est un principe utilisé dans certaines versions de la norme IEEE 802.11. Il s'agit de définir un vecteur d'écoute, appelé vecteur NAV (Network Activity Vector), que le récepteur armera lorsqu'il recevra une entête de paquet qui ne lui est pas destiné. Pour ce faire, à partir des données de l'entête, le récepteur va estimer le temps de transmission du paquet et armer son vecteur NAV pour la durée de ce paquet. Ce système a trois avantages :

- Il permet au récepteur d'économiser de l'énergie : les données présentes sur le canal n'ayant aucun intérêt pour le récepteur, tout le dispositif de réception peut se mettre en veille durant la transmission du paquet.
- Il permet de répondre immédiatement et économiquement à une demande sur l'état du canal si ce dernier est occupé : un vecteur NAV armé signifie automatiquement un canal occupé sans qu'il y ait besoin de recourir à une quelconque analyse du signal.
- Son coût est nul : en effet, le récepteur, s'il est actif, est obligé de se synchroniser à chaque fois qu'il reçoit un début de paquet afin de décoder les entêtes et voir s'il ne lui est pas

destiné. A partir de cette observation, il est possible d'armer, ou pas, le vecteur d'écoute virtuelle.

### Algorithme de CCA (Clear Channel Assessment)

Pour faire face aux différents cas pour lesquels un vecteur d'écoute fiable ne serait pas disponible, ou même pour confirmer un vecteur NAV non armé, c'est-à-dire un canal libre, le récepteur doit être capable d'identifier la présence d'un signal utilisant son code de saut, alors même qu'il ne reçoit pas d'entête de synchronisation, mais des données. En contrepartie, la sensibilité attendue de ce CCA sera plus faible que celle que l'on demande au système de synchronisation.

Une version allégée de l'algorithme de synchronisation doit pouvoir exister pour permettre la réalisation de ce CCA. Si tel n'était pas le cas, il ne serait pas possible de créer sur cette couche MAC des protocoles réseaux de type ad-hoc.

#### 2.2.5.3 Conclusion

Le saut temporel est donc le principe qui nous semble le plus adapté, dans notre contexte, pour assurer l'isolation de différents réseaux indépendants cohabitant dans le même espace. L'accès multiple au sein du réseau est assuré par le partage du temps, qui peut se faire soit de manière centralisé si le coordinateur du réseau distribue le temps de parole, soit de manière autonome si chaque terminal s'assure de la disponibilité du canal avant de transmettre (principe du CSMA-CA).

### 2.2.6 Spectre du signal émis

#### 2.2.6.1 Caractéristiques spectrales

Le signal émis par le système doit satisfaire les contraintes spectrales suivantes :

- **Positionnement dans le spectre** : La bande qui s'étend de 3 à 5 GHz a été identifiée comme le meilleur compromis pour notre type d'application. Ceci parce qu'elle reste accessible (avec des performances correctes) à des techniques microélectroniques permettant une production massive et un coût de fabrication faible, (typiquement le CMOS). L'impulsion devra donc se placer dans cette bande.
- **Largeur de bande** : La durée de l'impulsion définit directement la largeur de bande de notre signal. Afin d'avoir la capacité d'offrir une localisation suffisamment fine, nous souhaitons avoir au moins 1GHz de bande, ce qui correspond théoriquement à 30 cm de résolution.
- **Fréquence centrale** : Étant donnés ces critères, et les sévères limites d'émission hors bande, il est prudent de ne pas être trop proche des limites de bandes. Ceci pour éviter de recourir à des filtres trop raides, complexes et coûteux. Une fréquence centrale de 4 GHz semble bien adaptée.
- **Aspect du spectre** : Il convient de respecter la limite de puissance maximale définie par la réglementation (nous retiendrons ici la valeur d'origine américaine de -41,3 dBm/MHz). Pour respecter ce gabarit de puissance, il faut produire un spectre plat, avec le minimum de raies spectrales.

#### 2.2.6.2 L'impulsion élémentaire

La génération d'une impulsion appropriée est la brique de base pour la réalisation du système. Suite à notre choix de la détection d'énergie, sa forme exacte n'a pas autant d'importance que

dans le cas d'un récepteur cohérent. Cependant, elle a une forte influence sur le spectre du signal émis.

Ainsi, sa durée fixe la largeur de bande du signal. Une durée de l'ordre de la nanoseconde correspond à une bande de 1 GHz selon la relation  $f = 1/T_w$  dans laquelle  $T_w$  représente la durée de l'impulsion.

Étant donné le positionnement souhaité de l'impulsion dans le spectre, la forme d'onde ne serait pas une simple impulsion mais plutôt une sorte d'ondelette similaire au signal produit par le mélange d'une porteuse sinusoïdale à 4 GHz avec un signal d'enveloppe gaussienne d'une durée de 1 ns.

### 2.2.6.3 Le signal émis

Il faut éviter d'émettre des impulsions régulières car un tel signal périodique engendre un spectre de raies espacées de  $1/dT$ , où  $dT$  est l'intervalle entre deux impulsions successives.

La présence de ces raies est très nocive : leur niveau doit réglementairement être en dessous de la densité spectrale de puissance maximale autorisée, ce qui signifie que la part du spectre située entre les raies demeure inexploitée. Nous avons donc intérêt à avoir un signal dont la période de répétition soit la plus grande possible pour avoir un spectre le plus lisse possible.

Sur ce point, l'utilisation du saut temporel est une aide précieuse puisqu'elle permet d'augmenter fortement la période du signal : en effet, cette dernière ne vaut plus l'espace entre deux impulsions, mais la longueur de tout le code de saut. Si on note cette période  $T_{sig}$  elle peut s'exprimer à partir des paramètres de saut suivant l'équation 2.3 dans laquelle  $N_p$  correspond au nombre de chips par symbole et  $T_c$  à la durée du temps chip.

$$T_{sig} = N_p \times T_c \quad (2.3)$$

De plus, étant donné l'utilisation d'une modulation OOK et le principe de codage des symboles par des mots orthogonaux, deux symboles consécutifs ne portant pas la même donnée seront différents, ce qui va encore contribuer à "lisser" le spectre.

Une autre approche consiste à émettre alternativement des impulsions et des impulsions inversées, à la manière d'un signal BPSK, à ceci près que la polarité des impulsions n'est porteuse d'aucune information. Le but est simplement de permettre le lissage du spectre.

### 2.2.7 Conclusion

Cette première étape a permis d'arrêter certains choix fondamentaux de notre couche physique. Il s'agit en particulier de l'impulsion élémentaire, qui sera une "ondelette d'un gigahertz de bande passante centré à 4 GHz. Un symbole sera composé de  $N_{chip}$  chips, chacun de ces chips pouvant valoir "0" ou "1". L'impulsion élémentaire sera modulée en OOK par ces chips, modulation qui a été retenue pour sa simplicité et le doublement de la puissance crête qu'elle autorise. L'isolation entre les réseaux se fait par le biais d'un système de saut temporel basé sur un code pseudo-aléatoire propre à chaque réseau et connu par tous les nœuds de ce réseau. Nous avons donc ici les principes de bases qui définissent une couche physique.

## 2.3 Ordre de grandeur et dimensionnement

Maintenant que l'essentiel des choix de la couche physique a été précisé, il convient de dimensionner tous ces paramètres pour arriver à un compromis adapté aux différentes contraintes du système.

### 2.3.1 Bilan de liaison préliminaire

Un bilan de liaison préliminaire va permettre de chiffrer les niveaux de puissance en différents points de la chaîne de transmission et d'en déduire les besoins en puissance d'émission, en sensibilité et en gain de traitement.

#### 2.3.1.1 Puissance d'émission et limitation

##### Limite réglementaire

En l'absence de réglementation européenne relative aux systèmes UWB, nous avons choisi de respecter la réglementation américaine. Cette dernière impose deux limites à la puissance d'émission :

- **Puissance moyenne** : On définit une densité spectrale de puissance maximale, qui vaut  $-41,3$  dBm/MHz. La bande d'analyse considérée est la bande à  $-10$  dB.
- **Puissance crête** : La limite de puissance crête est fixée à  $0$  dBm/50 MHz. Il est bien stipulé que les puissances évoluent en  $20 \times \log B_{-3}$ , où  $B_{-3}$  représente la bande à  $-3$  dB.

Il convient bien sûr de respecter la première des deux limites de puissance rencontrée. Suivant le nombre d'impulsions émises par seconde, ce sera soit la première soit la seconde.

Dans notre cas, nous désirons au moins  $1$  GHz de bande à  $-3$ dB pour avoir suffisamment de résolution temporelle pour nos applications. Cela se traduit par une bande à  $-10$ dB de  $1,5$  GHz. Ainsi, la limite en puissance moyenne  $P_{moy}^{max}$ , en dBm, est donnée par 2.4 :

$$P_{moy}^{max} = -41,3 + 10 \times \log 1500 = -9,5dBm \quad (2.4)$$

Cette limite correspond au cas de l'utilisation optimale de cette bande de  $1,5$  GHz. Nous prendrons dans notre cas une puissance moyenne  $P_{moy}$  de  $-10$ dBm.

Il convient de tenir compte de la nature périodique du signal pour avoir accès à cette puissance moyenne. Tout signal périodique de période  $T$  présente un spectre de raies espacées de  $\frac{1}{T}$ . Comme la mesure de la densité spectrale de puissance se fait sur une bande de  $1$  MHz, il est nécessaire que l'écart entre les raies soit inférieur à  $1$  MHz pour avoir au moins une raie dans chaque bande de mesure de puissance. Si cette condition est vérifiée, le spectre apparaîtra comme plat vis à vis de la mesure de la densité spectrale de puissance. En conséquence, il faut donc que la période du signal émis soit supérieure à une microseconde. Dans le cas présent, cette période est définie par la longueur du code de saut temporel multiplié par le temps chip  $T_{chip}$ , c'est-à-dire le temps symbole. Il faut donc, avec notre structure, conserver un temps symbole supérieur à  $1$  microseconde. En conséquence, pour dépasser un débit de  $1$  Mbit/s, le recours à une modulation d'ordre supérieur sera incontournable.

Concernant la puissance crête, nous considérons une bande passante à  $-3$  dB de  $700$  MHz. Cela correspond à une limite de puissance  $P_{peak}^{max}$ , en dBm, :

$$P_{peak}^{max} = 0 + 20 \times \log \left( \frac{700}{50} \right) = 23dBm \quad (2.5)$$

Il s'agit d'une limite de puissance crête relativement élevée, même si elle correspond à un cas idéal, à savoir l'utilisation optimale de la bande par signal de spectre parfaitement plat : la limite est définie sous forme d'une densité spectrale de puissance et forme donc un véritable gabarit de la répartition de la puissance dans le spectre. Comme il n'est pas possible de produire un signal de spectre parfaitement plat, la puissance crête réellement utilisée sera inférieure à cette limite.

### Limite technologique

La technologie ne pose pas de vrai problème à la génération d'un signal ayant une puissance moyenne de l'ordre de -10 dBm.

En revanche, il n'en va pas de même en ce qui concerne la puissance crête. Ainsi l'obtention d'une impulsion de 23 dBm, soit 200 mW, correspond, sur une charge de 50  $\Omega$ , à une tension efficace de 3,16 V, soit 4,5V crête si l'on assimile la porteuse de l'impulsion à un sinus.

La tendance actuelle est à la réduction de la consommation et donc des tensions d'alimentations des systèmes électroniques. Avec des procédés microélectroniques modernes, tel que les technologie CMOS avec des transistors ayant une longueur de canal de 130 nm, les tensions d'alimentations sont de l'ordre de 1,5 V et peuvent descendre à 1V pour une longueur de canal de 90 nm et 0,8 V pour de futures réalisations avec une longueur de canal de 65nm. Il existe des solutions pour obtenir des tensions de sortie supérieures aux tensions d'alimentation, mais elles peuvent se révéler lourdes ou dispendieuses en énergie. Il en ressort qu'il faut considérer qu'obtenir une tension crête de sortie de l'ordre de deux fois la tension d'alimentation, soit 1,6V, est le maximum envisageable. Toujours sur 50  $\Omega$  et dans le cas d'une gravure à 0,65 nm, cela correspond à 24,7mW soit 13,9 dBm. Nous nous fixerons donc une puissance d'émission crête de 13 dBm à laquelle il est possible d'ajouter 2 dB de gain d'antenne (gain du dipôle) pour aboutir à une puissance PIRE crête de 15 dBm.

Il apparaît donc ici que la limite de puissance crête maximale ne sera pas fixée par la réglementation, mais bien par la technologie, qui nous place presque 10 dB en dessous des limites autorisées.

#### 2.3.1.2 Période de répétition d'impulsions et limite des puissances crête et moyenne

Avec une puissance moyenne d'émission  $P_{moy}$  de -10 dBm et une puissance crête d'émission de  $P_{peak}$  de 15 dBm, nous avons un rapport entre puissance crête et puissance moyenne de 25 dB. Afin de respecter la réglementation, il faut donc observer ce même rapport de 25 dB, entre temps d'émission et temps moyen de silence entre deux émissions d'impulsion. Si les impulsions durent une nanoseconde, cet intervalle moyen entre les impulsions doit être supérieur à 316 ns.

Avec les niveaux de puissances choisis, la réglementation permet de placer une impulsion toutes les 316 ns. Augmenter cet écart aurait permis d'exploiter une puissance crête plus importante. Néanmoins, dans la pratique, les limites technologiques l'interdisent. Il n'y a donc pas d'intérêt pratique à augmenter cette valeur.

Avec un temps chip  $T_{chip}$  de 160 ns et en ayant seulement un chip sur deux à "1", nous avons une impulsion émise toutes les 320 ns, ce qui est conforme.

#### 2.3.1.3 Pertes de propagation

Il faut ici considérer séparément le cas d'un canal avec un trajet direct (LOS) du cas sans trajet direct (NLOS).

##### Canal avec trajet direct (cas LOS)

Les différentes campagnes de mesure dans le cas LOS (Line of Sight,) c'est-à-dire lorsque le canal contient un trajet direct, mènent à une modélisation des pertes de propagation [34] proche de la formule de Friis des pertes de propagation en espace libre.

$$PL(d) = PL_0 + 10 \cdot \gamma \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.6)$$



Dans le cas d'un canal LOS,  $PL_0$ , qui représente les pertes de propagation à  $d_0 = 1m$  pour une fréquence centrale  $F_c = 4GHz$  a pour valeur :

$$PL_0 = 20 \times \log\left(\frac{4\pi F_c}{c}\right) = 44,5dB \quad (2.7)$$

Les valeurs "mesurées" de  $PL_0$  sont très proches de cette valeur théorique [34]. Le paramètre  $\gamma$  représente le coefficient de l'atténuation exponentielle. Sa valeur théorique est de 2 alors que les valeurs les plus fréquemment rencontrées dans la littérature sont de l'ordre de 1,8 à 2. Étant donnée la forte proximité entre ces valeurs théoriques et les valeurs issues de mesure, ce seront ces valeurs théoriques qui seront retenues.

Le cas d'un canal LOS pour une portée de 30 m et une fréquence centrale de 4 GHz correspond donc aux pertes de propagation :

$$PL_{30}^{los} = 44,5 + 20 \cdot \log(30) = 74dB \quad (2.8)$$

Une portée de 30m a été retenue comme typique d'un réseau de capteurs dans un bâtiment.

### Canal sans trajet direct (cas NLOS)

La disparition du trajet direct signifie la perte du trajet de propagation le plus fortement contributeur en énergie. Dans la modélisation des pertes de propagation suivant 2.6, cela se traduit par un coefficient d'atténuation  $\gamma$  plus élevé, de 3 à 4,5 suivant la sévérité du cas de non-visibilité. Les valeurs de  $PL_0$ , issues de l'expérimentation, ont également augmenté puisqu'elles vont de 47 à 50 dB.

Nous définirons donc un cas NLOS léger et un cas NLOS fort (noté  $NLOS^2$ ) avec les paramètres suivants et les atténuations résultantes à 30m

- **NLOS léger** :  $PL_0 = 47$  dB et  $\gamma = 3$  d'où  $PL_{30}^{nlos} = 91,3$  dB.
- **NLOS fort** :  $PL_0 = 50$  dB et  $\gamma = 4$  d'où  $PL_{30}^{nlos^2} = 109$  dB.

#### 2.3.1.4 Plancher de bruit

Pour les fréquences considérées, le bruit thermique est de très loin la principale source de bruit. Il est donc possible de négliger les autres contributeurs. La puissance du bruit est calculable suivant (2.9) pour un fonctionnement à 17°C sur une bande  $B$  à -3dB de 1 GHz.

$$N = -174 + 10 \cdot \log(B) = -84dBm \quad (2.9)$$

Le facteur du bruit du récepteur est majoritairement dépendant du facteur de bruit du premier amplificateur de la chaîne de réception. Étant donnés les objectifs de faible coût de fabrication et la largeur de bande considérée, la valeur de 4 dB sera retenue pour le facteur de bruit du système. Le plancher de bruit du récepteur s'en trouve donc ramené à -80 dBm.

#### 2.3.1.5 Puissance du signal reçu

A partir des données des paragraphes précédents, il est possible de calculer une approximation de la puissance  $P_{RX}^{los}$ ,  $P_{RX}^{nlos}$  et  $P_{RX}^{nlos^2}$  disponible en sortie de l'antenne de réception à 30 m respectivement dans les cas LOS, NLOS léger et NLOS profond suivant l'équation 2.10. Pour ce calcul, nous supposons un gain d'antenne de réception égal à 2dB.

$$P_{RX} = P_{TX} - PL_{30} + G_{ant}^{rx} \quad (2.10)$$

Le même calcul peut également être fait non plus à partir de la puissance d'émission moyenne mais de la puissance crête. Ceci permet d'estimer la puissance d'une impulsion reçue et donc la sensibilité requise du récepteur.

Les principales situations décrites sont résumées dans le tableau suivant :

	LOS	NLOS	$NLOS^2$
Puissance moyenne (dBm)	-82	-99.3	-117
Puissance crête (dBm)	-57	-74.3	-92
Rapport signal à bruit moyen (dB)	-2	-19,3	-37
Rapport signal à bruit crête (dB)	23	5,7	-12

FIG. 2.4 – Résumé des différentes situations de liaisons

### 2.3.1.6 Gain de traitement nécessaire

L'examen du tableau 2.3.1.5 montre que si le système doit fonctionner dans toutes les conditions, un important gain de traitement est nécessaire. Un taux d'erreur binaire de  $10^{-4}$ , dans le cas d'une modulation OOK requiert un rapport signal à bruit à la prise de décision de 11,4 dB. Dans le pire cas, ce rapport signal à bruit est de -37 dB, ce qui implique un gain de traitement de 48,4dB.

#### Gain de fenêtrage

Ouvrir une fenêtre de réception au plus près de l'impulsion apporte un gain de traitement : Ne pas écouter le canal lorsque le récepteur sait qu'il ne contient aucun signal utile revient à diminuer artificiellement la puissance du bruit par un filtrage temporel. Ce gain de traitement est appelé gain de fenêtrage et se calcule suivant l'équation (2.11) où  $T_{chip}$  est le temps chip et  $T_{rxw}$  la largeur de la fenêtre de réception.

$$G_{fen} = 10 \cdot \log \frac{T_{chip}}{T_{rxw}} \quad (2.11)$$

Un temps chip  $T_{chip}$  dure 160 ns. Dès lors, si une fenêtre de réception dure le temps d'une impulsion, soit 1ns, le gain de fenêtrage  $G_{fen}$  obtenu est de 22 dB.

#### Gain de répétition

Du fait des choix de puissances et de la réglementation, le gain de fenêtrage n'est pas très souple. Il n'en va pas de même du gain de répétition : le choix du nombre de chips par symbole découle en effet d'un compromis entre le besoin de débit et le besoin de gain de traitement.

Obtenir les 48,4 dB de gain de traitement requis nécessite un gain de répétition de 27 dB, soit en application de l'équation (2.2), 500 chips par symbole. Il en découlerait un temps symbole de 80  $\mu s$  et un débit binaire sur le média de 12,5  $kbit.s^{-1}$ . Ce débit est trop faible : si le débit individuel des systèmes UWB bas débit est faible, le débit agrégé sur le canal doit être de l'ordre du  $Mbit.s^{-1}$ . Il n'est donc pas possible d'émettre 100 chips par symbole.

En tenant compte de nos objectifs en terme de débit, le nombre de chips par symbole peut être de 8, avec un repli possible à 16, voire 32 en cas de liaison difficile. Les gains de répétition obtenus de la sorte seraient respectivement de 9 dB, 12 dB et 15 dB dans le cas de l'utilisation de 8, 16 et 32 chips par symbole. Aller au delà de 32 chips par symbole a trop d'impact sur la durée du temps symbole au regard du gain supplémentaire obtenu.

Le choix de 8 chips par symbole et d'un temps chip de 160 ns conduit à un temps symbole de 1280 ns et à un débit brut de  $781,25 \text{ kbit.s}^{-1}$ , ce qui est plus conforme avec les objectifs du système et cohérent avec les contraintes réglementaires.

### 2.3.1.7 Conclusion

Le choix de 8 chips par symbole apporte un gain de traitement total de 31 dB. Ce gain est suffisant pour le cas LOS et NLOS, puisque dans ce dernier cas, le rapport signal-à-bruit à la prise de décision est de 11,7 dB. Concernant le cas  $NLOS^2$ , le repli à 32 chips par symbole permet d'obtenir 37 dB de gain de traitement. Les 11,4 dB manquants se traduisent par une diminution de la portée de 30 m à 15 m, alors que le repli à 16 chips n'autorise qu'une portée de 12,6 m et 8 chip 10,7 m. Un réseau de capteurs fonctionnant dans un environnement NLOS fort devra donc présenter un maillage plus serré.

## 2.3.2 Paramètre de saut et interférence inter symboles

### 2.3.2.1 Le problème de l'interférence inter et intra symboles

Ces deux problèmes d'interférence, inter et intra symbole, ont la même origine : une collision entre deux impulsions. Dans un canal mono-trajet à bruit blanc additif gaussien, ce risque est très faible si l'on tient compte de la très courte durée des impulsions.

Mais dans le cadre d'une utilisation réelle d'un système UWB-IR, probablement en milieu intérieur, le canal n'est jamais mono-trajet. Dans la pratique, on constate que si la profondeur de canal est de 150 à 200 ns, la plupart de l'énergie est, du fait de la décroissance exponentielle, étalée sur les premières soixantes ns. Il est donc nécessaire d'observer une période de silence de cet ordre de grandeur après l'émission d'une impulsion. Cette période sera appelée intervalle de garde et notée  $T_g$ .

### 2.3.2.2 Solution proposée et mise en oeuvre

Cet intervalle de garde a été empiriquement fixé à  $T_g = 60 \text{ ns}$ . Cela ne signifie nullement qu'il n'y a plus d'énergie significative au delà de cette fenêtre. Il s'agit d'un compromis entre la profondeur du canal, qui aurait été la valeur idéale en terme d'interférence inter impulsions, et les performances du système en terme de débit et de saut temporel. S'imposer ainsi une période de silence obligatoire après chaque émission d'impulsion a en effet des conséquences sur ces points. Les trajets secondaires qui arriveront après cette fenêtre de 60 ns seront vus par le récepteur comme des pics de bruit, ou des pulses interférents. Mais leurs niveaux plus faibles, leurs arrivées moins groupées et leur situation plus isolée dans le temps, font que l'impact sera moindre.

A titre illustratif, la figure 2.5 montre l'exemple d'un modèle représentatif d'un canal en milieu résidentiel issu de la normalisation IEEE 802.15.4a.

On distingue nettement un plancher d'énergie qui commence à décroître au delà de 30 ns pour être 10 dB en dessous du maximum à 60 ns.

Cette période de silence se traduit par l'ajout de contraintes supplémentaire sur le code de saut et les mots M0 et M1. L'émission de deux impulsions proches se produit obligatoirement lorsque deux chips consécutifs sont à 1. Si le  $k^{ime}$  chip d'un symbole est à "1" alors que son prédécesseur l'était aussi, il suffit que l'écart entre les slots sélectionnés par le  $k - 1^{ieme}$  et le  $k^{ieme}$  mot de code soit supérieur au "temps de garde" que nous venons de définir. Il découle de tout ceci que les choix du code de saut et des mots M1 et M0 ne peuvent être dissociés.

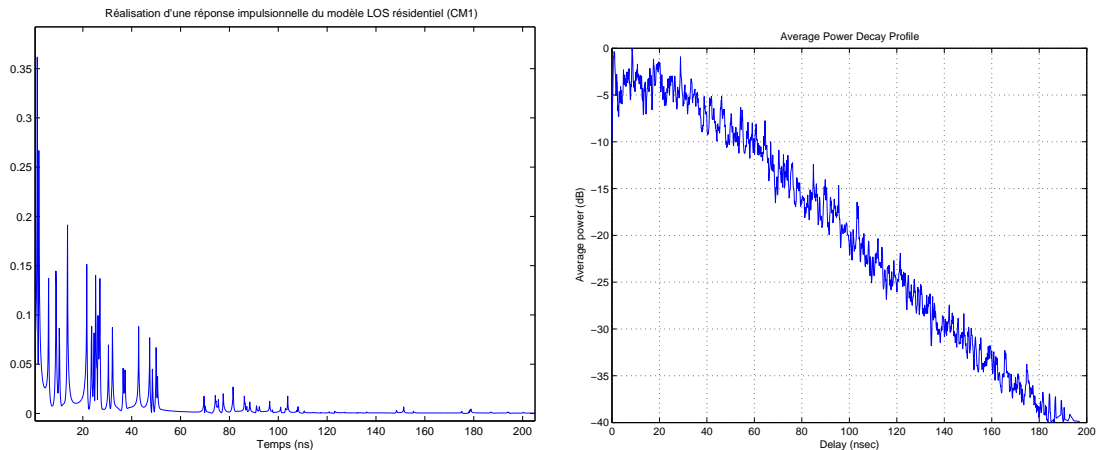


FIG. 2.5 – Réponses impulsionnelles et profil de décroissance d'un modèle de canal intérieur résidentiel

### 2.3.3 Le problème de la synchronisation

La majeure partie du gain de traitement d'un récepteur UWB provient du fenêtrage qu'il opère sur le signal reçu. Toutefois, cette capacité de placer une fenêtre très étroite autour d'une impulsion reçue est directement liée à la capacité du récepteur à se synchroniser très précisément avec l'émetteur. Les exigences de précision sont sans commune mesure avec ce qui se fait usuellement dans la radio bande étroite. Il est question d'une fenêtre d'une  $ns$ , ce qui implique une erreur maximale de quelques centaines de  $ps$ . Rapportée à une longueur de trame qui ferait quelques centaines de  $\mu s$ , cela représente une erreur maximale de l'ordre du PPM.

Étant donnée cette exigence de précision et l'objectif de faible coût, le récepteur ne sera pas en mesure de rester synchrone entre deux trames. Il faudra donc, à chaque nouvelle trame, ré-acquérir entièrement la synchronisation. Chaque trame comportera donc un en-tête de synchronisation conçu pour faciliter au maximum l'acquisition de celle-ci.

La difficulté de l'acquisition de la synchronisation, outre la précision requise, est que le récepteur ne peut pas compter sur le gain de fenêtrage. Il faut donc compenser cette perte de gain, et cela peut se faire de deux manières :

- La maximisation de l'énergie de l'en-tête par l'utilisation d'un symbole spécial, constitué uniquement de chip à 1. Il est en effet inutile de coder de l'information dans cet entête puisque l'information qui permet d'identifier le réseau est le code de saut en lui-même.
- La durée de l'entête de synchronisation, qui procure un gain de répétition.

S'il faut compenser intégralement la perte des 22 dB de gain de fenêtrage, le fait de mettre tous les chips à "1" au lieu de la moitié apporte 3 dB et il faudrait un entête de longueur égale à 80 temps symbole pour apporter les 19 dB manquants. Toutefois, il n'est pas démontré que l'acquisition de la synchronisation requiert le même rapport signal à bruit que la démodulation. La durée exacte de cet entête sera donc à déterminer suivant l'efficacité de l'algorithme de synchronisation retenue, mais sera de l'ordre de plusieurs dizaines de temps symbole. Dans un premier temps, nous prendrons, à titre expérimental, une valeur de 32 temps symbole.

### 2.3.4 Support de réseaux indépendants

La cohabitation entre réseaux indépendants est assurée par le principe de saut temporel. Ce saut temporel prend place au niveau du temps chip  $T_{chip}$ , qui fait 160 ns, qui sera découpé en  $N_{slot}$  temps slot de durée  $T_{slot}$ . Le temps slot  $T_{slot}$  doit être un diviseur entier de la période de garde  $T_g$  qui vaut 60 ns.

Il est possible d'avoir 8 slots de 20 ns ou 16 slots de 10 ns ou encore 32 slots de 5 ns. En vue de la réalisation de la maquette de cet émetteur, la durée du temps chip doit être suffisamment longue pour rester réalisable. En effet, pour prendre en charge un slot de durée  $T_{slot}$  la fréquence d'horloge de l'émetteur doit être choisie supérieure ou égale à  $\frac{1}{T_{slot}}$ , ce qui correspond respectivement à 50, 100 et 200 MHz.

Plus le temps slot sera court, plus la granularité du saut temporel sera importante et mieux l'algorithme de saut temporel remplira sa fonction de "lissage" du spectre. Cependant, ce dernier point n'est pas réellement critique : en effet, le fait d'inverser aléatoirement la polarité de l'impulsion remplit ce rôle parfaitement. Ainsi, si le lissage du spectre avec les paramètres de saut sélectionnés est insuffisant, le plus simple et le plus efficace est de recourir à cette solution. La pureté spectrale n'est donc pas un point de première importance pour le choix des paramètres de saut.

Le dernier facteur déterminant reste la capacité à faire cohabiter plusieurs réseaux indépendants. Étant données les caractéristiques d'un canal UWB, il faut considérer qu'une impulsion émise à un instant  $t$  va s'étaler donc répandre des quantités "importantes" d'énergie dans les 60 ns qui suivent son émission. Le choix d'une modulation OOK se traduit par l'émission d'une impulsion tous les deux temps chip en moyenne, soit toutes les 320 ns.

Ce temps est suffisant pour que, si les codes de saut des systèmes cohabitants sont parfaitement orthogonaux, quatre systèmes cohabitants dans la même zone puissent chacun avoir une période de 60 ns durant laquelle aucun des autres systèmes n'émettra. Le choix d'une granularité de 20 ns pourrait conduire dans le pire cas à ce que ces périodes fassent 80 ns, ce qui représente un total de 320 ns. Il n'est pas nécessaire d'avoir une granularité plus fine que 20 ns.

Dans la réalité, il y a aura bien sûr des pulses émis toutes les 160 ns (suite de chips consécutifs à "1"). Mais le fait de se baser dans le calcul sur 320 ns, c'est-à-dire le cas moyen au lieu du pire cas à 160 ns est une façon de prendre en compte le fait que seule la moitié des collisions sont destructives. En effet la collision de deux "1" ainsi que celle de deux "0" ne posent aucun problème.

Le temps chip  $T_c$  de 160 ns sera donc divisé en 8 temps slot de longueur  $T_p$  fixée à 20 ns.

## 2.4 Conclusions

Nous venons de poser les bases d'une couche PHY de faible complexité pour un réseau de capteurs bas débit. Ces principales caractéristiques sont résumées ici :

- L'impulsion élémentaire est une ondelette de 1 GHz de bande passante centrée sur 4 GHz. Le signal obtenue aura une puissance crête rayonnée de 15 dBm et une puissance moyenne de -10 dBm.
- Aux symboles binaires "0" et "1", on associe les mots binaires M0 et M1 composés de  $N_{pulse} = 8$  chips pouvant prendre les valeurs "0" ou "1". L'énergie de ces deux mots sont identiques.
- Le temps symbole  $T_{symp} = 1280ns$  se décompose en  $N_{chip} = 8$  temps chips  $T_{chip} = 160ns$ . Le temps chip se décompose lui même en  $N_{slot} = 8$  temps slot  $T_{slot} = 20ns$ .

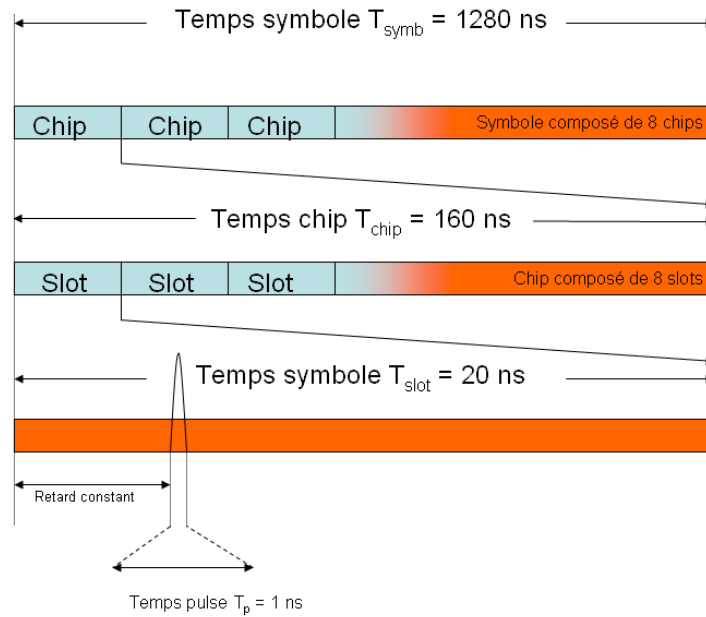


FIG. 2.6 – Décomposition du temps symbole en chips et slots

- A chaque temps chip est associée une impulsion qui est modulée en OOK par le chip courant du mot en cour de transmission. Le mot du code de saut temporel associé à ce chip fixe le temps slot parmi  $N_{\text{slot}}$  dans lequel l'impulsion sera transmise.
- Chaque trame de donnée commence par un entête de synchronisation de 32 temps symboles
- Il existe des modes de replis dans lesquels le nombre de chip par symbole passe à 16 ou même 32.

Ce découpage du temps symbole et les durées associées sont résumés par la figure 2.6

Ces spécifications ne permettent pas de répondre parfaitement aux objectifs fixés au départ mais constituent plutôt un compromis entre tout ce qui était demandé.

Ces principes et idées présentés ici ne doivent plus subir de profond remaniement. En revanche, les ordres de grandeur sont susceptibles d'être modifiés si l'expérimentation en montre le besoin. Ceci est d'autant plus vrai que certains de ces chiffres ont parfois été fixés de manière empirique et qu'ils ne demandent qu'à se préciser et se justifier davantage via le retour d'expérience.



# Chapitre 3

## La Chaîne d'Émission

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>53</b>
<b>3.2</b>	<b>Analyse du système</b>	<b>53</b>
3.2.1	Puissance et bilan de liaison	53
3.2.2	Principe de fonctionnement de l'émetteur	53
<b>3.3</b>	<b>Réalisation matérielle</b>	<b>55</b>
3.3.1	Génération d'impulsions	55
3.3.2	Contrôle et pilotage du générateur d'impulsions	66
<b>3.4</b>	<b>Conclusions</b>	<b>70</b>

---

### 3.1 Introduction

Ce chapitre est consacré au système d'émission UWB-IR. Après un rapide tour d'horizon des différentes méthodes de production d'impulsions compatibles avec les contraintes de l'UWB, la réalisation puis l'amélioration d'un générateur d'impulsion sont présentées. L'apport de la technologie SiGe pour la génération d'impulsion en bande haute est également démontré. Dans une seconde partie nous définissons et réalisons un système à faible complexité dont le rôle est d'assurer le contrôle du circuit générateur d'impulsion pour produire un train d'impulsions porteur d'informations suivant les spécifications choisies dans le chapitre précédent.

### 3.2 Analyse du système

#### 3.2.1 Puissance et bilan de liaison

Dans le chapitre précédent, il a été établi que la puissance crête que l'émetteur doit être capable de rayonner est de 15 dBm, en tenant compte de 2 dB de gain d'antenne. La puissance d'alimentation de l'antenne est donc de 13 dBm, ce qui correspond à 1,6V crête sur une impédance caractéristique de 50  $\Omega$ .

#### 3.2.2 Principe de fonctionnement de l'émetteur

L'émetteur doit être simple et de faible coût. Les points susceptibles d'entraîner un coût important et/ou des complications de réalisation sont l'horloge et la partie "haute fréquence" du système de génération d'impulsion.



### 3.2.2.1 Génération de l'ondelette

L'ondelette que l'on cherche à produire peut être obtenue d'au moins deux manières :

- Il est possible de construire une impulsion et de la mélanger à une porteuse RF qui positionnera l'impulsion dans la bande choisie.
- Il est également possible de produire une impulsion avec le maximum d'énergie possible dans la bande cible, puis de la filtrer pour supprimer les composantes hors bande.

La seconde approche présente l'avantage de supprimer le mélangeur et l'oscillateur. De ce fait, il devient possible de supprimer du schéma de l'émetteur deux blocs analogiques dont la conception peut s'avérer délicate et la réalisation coûteuse. Cette architecture apporte aussi une réponse efficace au problème de fuite du signal de l'oscillateur local via le mélangeur. Non maîtrisé, ce phénomène peut conduire à l'augmentation de la puissance moyenne rayonnée par l'émetteur, ce qui l'aurait écartée des limites fixées par le masque FCC.

L'inconvénient de cette architecture "sans oscillateur local" est que la part de l'énergie située "hors bande" sera éliminée par filtrage et donc tout simplement perdue. D'autre part, la conception du filtre peut être délicate si ses spécifications sont contraignantes.

C'est néanmoins ce schéma d'un émetteur sans oscillateur ni mélangeur qui sera retenu. Sa force est que cette structure doit pouvoir conduire à un émetteur dépourvu de tout circuit analogique, à l'exception du filtre. D'autre part, la part d'énergie perdue dans le filtre peut être réduite en travaillant la forme de l'impulsion de sorte à placer, avant filtrage, le maximum d'énergie dans la bande utile.

### 3.2.2.2 Base de temps et précision

La base de temps n'a pas besoin de compter le temps avec une finesse plus grande que la durée du temps slot  $T_{slot}$ . En conséquence, l'émetteur ne devrait pas avoir besoin d'un signal d'horloge de fréquence supérieure à  $1/T_{slot}$ , soit 50 MHz.

La dérive d'horloge doit être faible à l'échelle d'une trame. Or le temps trame est très court par rapport à la vitesse de variation des paramètres de l'environnement du quartz (en particulier la vitesse de variation de sa température). Il est donc possible de considérer comme constant durant l'émission d'une trame l'écart entre fréquence théorique et fréquence réelle du quartz. Cette erreur, appelée erreur de calage, devra être compensée par le récepteur.

La largeur de la fenêtre de réception a été fixée à 1ns. Cela signifie qu'entre le début d'une trame et sa fin, l'erreur de positionnement des impulsions doit être inférieure à 500 ps. Ainsi, même dans le cas où l'émetteur et le récepteur présentent une erreur maximale, soit 500 picosecondes de part et d'autre, l'erreur totale ne dépasse pas la nano-seconde.

Si le récepteur embarque un système de poursuite d'horloge pour compenser l'erreur de calage, cette exigence s'exprime par rapport au temps symbole  $T_s = 1280 ns$ . L'erreur maximale admissible est donc de 500 ps sur une durée de 1280 ns, soit 390 ppm, ce qui est très facilement atteignable pour un coût modique : la plupart des quartz produits en très grande quantité sont exacts à 20 ou 40 ppm. Les plus précis arrivent à 5 ppm et il est possible d'atteindre 1 ppm avec des compensations de température et un calibrage individuel du quartz.

L'hypothèse de la poursuite d'horloge sur le récepteur a été retenue car dans le cas contraire, l'utilisation d'un quartz à 20 ppm impliquerait de limiter la trame à  $25 \mu s$  soit à peine 20 temps symbole. Le recours à des quartz plus précis n'est guère plus satisfaisant : une valeur de 5 ppm amènerait la trame à 78 temps symbole, soit 9 octets dont 5 hors entête de synchronisation. Mais il faut tenir compte des entêtes des couches supérieures des réseaux, ce qui diminue rapidement l'espace disponible pour les données. De plus le prix de la montée en précision des quartz augmente

très rapidement. Il est donc de loin préférable de recourir à un système de poursuite d'horloge<sup>17</sup>.

### 3.2.2.3 Conclusion

Suivant ce qui a été dit plus haut, il devrait donc être possible de construire un émetteur UWB-IR de faible complexité. La figure 3.1 représente schématiquement une telle structure alors que dans la suite de ce chapitre, nous détaillerons ces différents blocs fonctionnels.

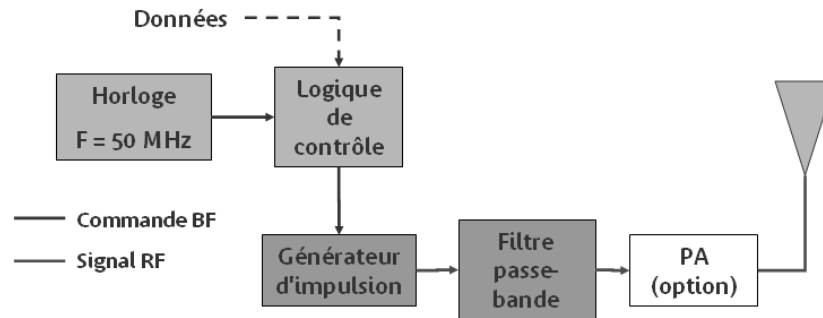


FIG. 3.1 – Schéma de principe d'un émetteur UWB-IR de faible complexité

## 3.3 Réalisation matérielle

### 3.3.1 Génération d'impulsions

#### 3.3.1.1 Solution existante et limitation

Il existe de nombreuses façons de générer une impulsion électrique ; suivant sa durée et son amplitude mais aussi suivant les moyens mis en œuvre pour y parvenir.

#### Génération d'impulsion par diode SRD

Dans le cas de la radio impulsienne, la méthode de génération d'impulsions la plus souvent présentée repose sur l'utilisation d'une diode SRD (Step Recovery Diode).

Cette diode présente des caractéristiques statiques très proches de celle d'une diode à jonction PN. Toutefois, ses caractéristiques dynamiques (en commutation) diffèrent nettement. Polarisée directement, cette diode est passante avec une impédance de l'ordre de l'Ohms. Mais lorsque sa tension de polarisation s'inverse et que la diode se polarise en inverse, la charge accumulée dans sa jonction PN lui permet de suivre l'inversion de tension, et donc de demeurer passante, jusqu'à l'épuisement de cette charge. La diode se bloque alors très rapidement, ce qui forme un front extrêmement raide.

C'est ce front qui est ensuite exploité, via un circuit approprié, pour construire une impulsion. Ce principe a déjà été décrit dans la littérature à plusieurs reprises [35, 36] et est reconnu comme fiable et performant. La figure 3.2 présente un exemple de schéma de générateur d'impulsion à diode SRD. La diode est alimentée par un oscillateur sinusoïdal qui charge la diode durant les alternances positives et la décharge sur les alternances négatives ce qui produit un front

<sup>17</sup>Avec un quartz à 1 ppm, il serait possible d'avoir des trames de 48 octets, donc réellement utilisable. Toutefois, le prix de revient d'une telle solution est bien trop élevé pour être considéré ici.

montant extrêmement raide suivant le principe expliqué plus haut. La section de ligne en cours circuit, notée "A", génère un écho inversé et retardé du front raide produit par la diode SRD. Ce front fournit en fait la seconde moitié de l'impulsion. La diode Schottky sert à empêcher les alternances négative de remonter vers la sortie du générateur alors que le filtre passe haut permet de supprimer les composantes basse fréquence et le décalage DC, tout en limitant aussi les phénomènes d'écho. La seconde section de ligne, notée B sert à provoquer une réplique retardée de l'impulsion, ce qui permet de former un doublet à partir de l'impulsion de départ.

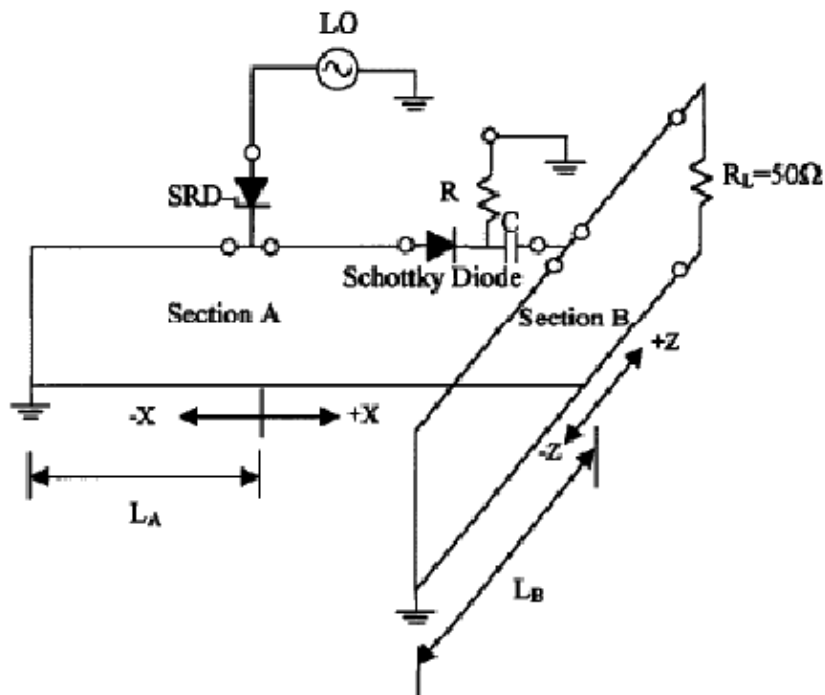


FIG. 3.2 – Schéma d'un générateur d'impulsion à diode SRD

Cependant, les diodes SRD sont des composants généralement réalisés sur un substrat AsGa, ce qui est incompatible avec notre approche "tout silicium". D'autre part, l'idée de générer directement des impulsions dans la bande sans passer par un mélangeur a été retenue dans le but de diminuer la part de l'analogique dans l'émetteur. Recourir à une diode SRD, accompagnée de ses indispensables circuits analogiques de polarisation et de mise en forme, serait en contradiction avec cette démarche. Enfin, produire une impulsion d'un certain niveau peut demander une tension d'alimentation de la diode relativement élevée puisque le front très raide ne représente généralement qu'une assez faible partie de cette tension.

Une fois la diode polarisée en direct suffisamment longtemps pour qu'elle soit chargée, c'est l'inversion de la tension de polarisation de la diode qui déclenche, après un certain temps, l'impulsion. Le pilotage d'un tel générateur d'impulsion est donc spécifique à cette architecture. De ce fait, il n'est pas possible de construire un générateur "de laboratoire" sur cette base en partant du postulat qu'une réalisation "intégrée" reposera sur un autre principe de génération d'impulsion. Le contrôle des deux générateurs risquerait d'être trop différent pour que l'on puisse ensuite projeter les résultats de l'un vers l'autre.

La production d'impulsion à partir d'une diode SRD n'est donc pas adaptée à notre cas de figure.

### Production de "glitch" logique

En électronique numérique, un "glitch" désigne des impulsions très brèves par rapport à la fréquence d'horloge du circuit. Ces "glitches" apparaissent en général sur des bus de données parce que les horloges de différents sous-circuits logiques ne sont pas exactement synchrones mais très légèrement décalées du fait des différences de temps de propagation. En conception logique, on cherche au maximum à éviter ces "glitches" ou au moins à veiller à ce qu'ils se produisent entre deux fronts d'horloge, de manière à minimiser leur impact.

Générer volontairement de telles impulsions logiques peut être réalisé à l'aide d'un circuit à base de porte logique NAND ou NOR. Ce circuit produit deux signaux d'horloge identiques mais inversés et que l'on décale très légèrement. La figure 3.3 donne le schéma d'un tel système dans lequel le décalage entre les signaux d'entrée de la porte provient du temps de propagation dans l'inverseur. La confrontation de ces signaux avec l'opérande logique NOR ou NAND va produire une impulsion dont la durée sera égale au décalage entre les deux signaux d'entrée.

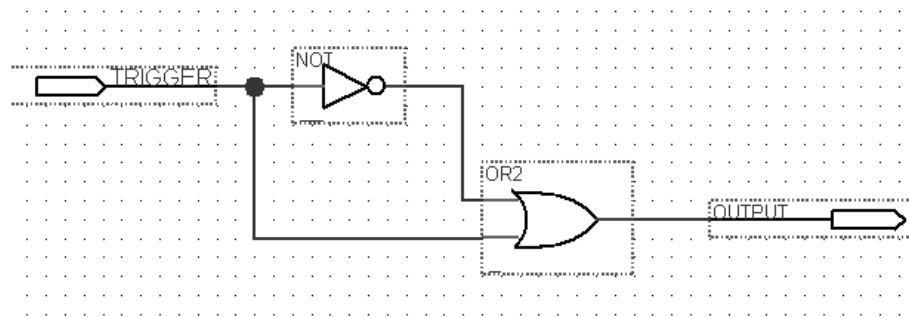


FIG. 3.3 – Schéma de principe pour la génération "logique" d'impulsion

Les problèmes de ce type de structure sont d'une part d'obtenir un contrôle suffisamment fin sur le décalage des signaux d'horloge et d'autre part de trouver des portes logiques suffisamment rapides pour générer des fronts assez raides pour produire des impulsions dont le spectre occupe la bande voulue. En dehors de ce point, ce principe de génération d'impulsion est tout à fait en phase avec nos objectifs.

#### 3.3.1.2 Famille de composants logiques et performances

Les composants logiques discrets courants, qu'ils soient de la famille CMOS ou TTL, présentent en général des temps de montée de l'ordre de quelques nanosecondes, et un temps de propagation du même ordre de grandeur. Les plus rapides de ces composants, la famille des 74AS parvient au mieux à réduire chacun de ces temps à 2 ns. Il est donc difficile d'imaginer produire des impulsions de moins d'une nanoseconde avec ces composants.

La logique programmable moderne permet de réaliser rapidement des circuits logiques complexes capables de fonctionner nettement plus rapidement que leurs équivalents en logique discrète. Les composants logiques programmables se scindent en deux catégories, les FPGA et les CPLD. Ces derniers, aux ressources plus limitées en terme de nombre de portes, ont l'avantage d'avoir des bus de routage internes fixes, et donc des temps de propagation prévisibles et invariants. Du fait de cette structure, ils sont plus aptes à fonctionner rapidement. Certains d'entre eux présentent des temps de montée inférieurs à la nanoseconde.

Une rapide synthèse et simulation de la structure de la figure 3.3 sur un CPLD MAX 7232 de chez Altera montre en effet qu'il serait possible de produire des impulsions d'une durée de

l'ordre de 1,5 ns.

Pour réduire encore la durée des impulsions, il faut faire appel à la logique ECL (Emitter Coupled Logic). Cette famille ne repose plus sur des transistors utilisés en commutation, mais dans leurs zones linéaires. Tous les signaux sont différentiels, avec des niveaux logiques spécifiques non compatibles avec les niveaux TTL ou LVTTTL usuels. Mais une porte logique ECL récente affiche un temps de montée de l'ordre de 250 ps et la possibilité de travailler jusqu'à 2 GHz. Par ailleurs les sorties se font sur une impédance caractéristique de 50 Ohms avec un niveau différentiel de 0,8 V entre l'état logique haut et l'état logique bas. Cette technologie a été retenue pour la réalisation d'un générateur d'impulsions "logique".

### 3.3.1.3 Génération des premières impulsions

Le composant MC100EP01 est une porte OR/NOR compensée en température. Comme tous les composants ECL, elle comporte une sortie normale et une sortie complémentée, toutes deux ont une impédance caractéristique de 50 Ohms. Une de ces portes est utilisée en tant qu'inverseur alors que l'autre réalise le "OU" logique qui produit l'impulsion finale.

Le retard entre les deux signaux à l'entrée de la porte finale provient du temps de propagation dans l'inverseur.

L'ensemble du montage est alimenté en mode PECL, c'est à dire avec une alimentation positive à +5 V, une masse référencée à 0 V, un état logique haut à 3,8 V et un état logique bas à 3 V. Ce choix par rapport au mode ECL classique a l'avantage de ne pas requérir d'alimentation négative. Le signal de déclenchement d'impulsion est à l'origine un signal TTL. Sa transformation aux niveaux ECL est assurée par un translateur TTL/PECL. Du fait des niveaux logiques PECL, les impulsions produites présenteront une composante continue de 3 V, qui sera facilement éliminée par un condensateur série. La figure 3.4 présente le premier prototype de générateur d'impulsions ECL.

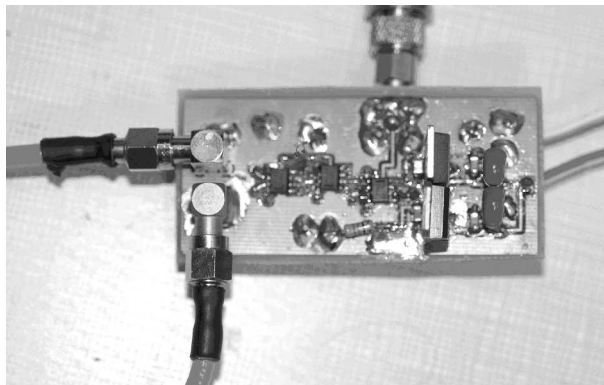


FIG. 3.4 – Premier prototype de générateur d'impulsion ECL

Grâce à un oscilloscope numérique à échantillonnage rapide, capable d'échantillonner un signal du continu à 6 GHz à la cadence de 20 giga-échantillons par seconde, il est possible d'observer la sortie du générateur dans de bonnes conditions.

Les premières manipulations montrent une impulsion d'un niveau de 700 mV crête sur 50 Ohms pour une durée de 800 pico-secondes. Cette impulsion positive est accompagnée d'une impulsion négative sur la sortie complémentaire de la porte logique. Leur forme n'est pas Gaussienne : elles présentent un pallier de 200 ps à l'état haut, ce qui montre que l'écart entre les deux

signaux en entrée de la porte finale est trop important. Une fois la tension de sortie maximale atteinte, l'impulsion devrait commencer à décroître.

Une boucle est incluse dans le parcours du signal non-inversé, afin de diminuer l'écart entre les deux signaux et donc raccourcir l'impulsion. En jouant sur la longueur électrique de cette boucle, on obtient un contrôle de la durée de l'impulsion. Bien sûr, en dessous d'une certaine durée, le niveau de l'impulsion décroît. Le compromis entre durée et niveau qui maximise l'énergie au dessus de 3,1 GHz est établi à 350 ps et 200 mV. Des captures de ces impulsions sont présentées par la figure 3.3.1.3. L'examen de la transformée de Fourier de l'une de ces impulsions montre qu'elles occupent une bande à -10 dB de plus de 2 GHz.

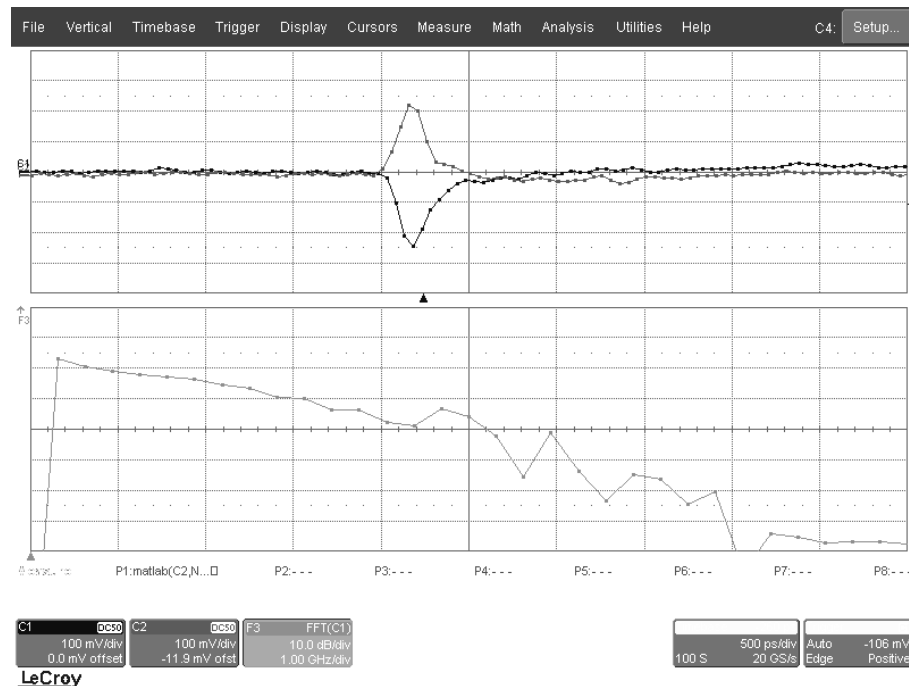


FIG. 3.5 – Impulsions générées visualisées dans le temps (haut) et en fréquence (bas) - 500 ps/div 100 mV/div

Il est donc possible de générer des impulsions ultra large bande de manière simple et avec des composants silicium. De plus le contrôle de ces impulsions est également très simple puisqu'il suffit d'un front descendant au niveau TTL pour en provoquer la génération. Cependant, comme le montre la FFT de ces impulsions, elles n'ont pas assez d'énergie au dessus de 3,1 GHz pour être exploitables de la manière dont nous l'espérons : après un filtrage passe haut à 3,1 GHz, il ne resterait presque plus d'énergie.

### 3.3.1.4 Augmentation de la bande des impulsions

On rencontre souvent l'assertion suivant laquelle c'est la durée de l'impulsion qui définit la bande occupée. En fait, ce n'est vrai que si la forme d'onde ne change pas lorsqu'on raccourcit l'impulsion, et donc que ses fronts deviennent plus raides. C'est en effet surtout la raideur des fronts de l'impulsion qui définit la bande occupée. C'est donc la raideur des fronts qu'il faut être en mesure d'augmenter pour améliorer la bande occupée.

### Formation d'un doublet

Une impulsion positive, notée  $v(t)$  et une impulsion négative  $-v(t)$  sont disponibles à la sortie du générateur. Il est donc possible de recombinaison ces deux impulsions opposées pour former un doublet noté  $w(t)$  selon l'équation 3.1. Il aura l'avantage de ne plus avoir de composante continue et de reporter une partie de l'énergie plus haut sur la bande.

$$w(t) = v(t) - v(t - \delta) \quad (3.1)$$

Si cette recombinaison des deux impulsions cherche à maximiser la puissance du doublet, le retard  $\delta$  de la seconde impulsion sera égal à la durée de la première impulsion, de manière à éviter tout chevauchement, ce qui entraînerait une recombinaison destructive.

Mais si, au contraire, la recombinaison des deux impulsions se fait de manière partiellement destructive, cela aura pour effet de raidir le flanc médian du doublet et donc d'augmenter la bande occupée au prix d'une baisse du niveau de l'impulsion.

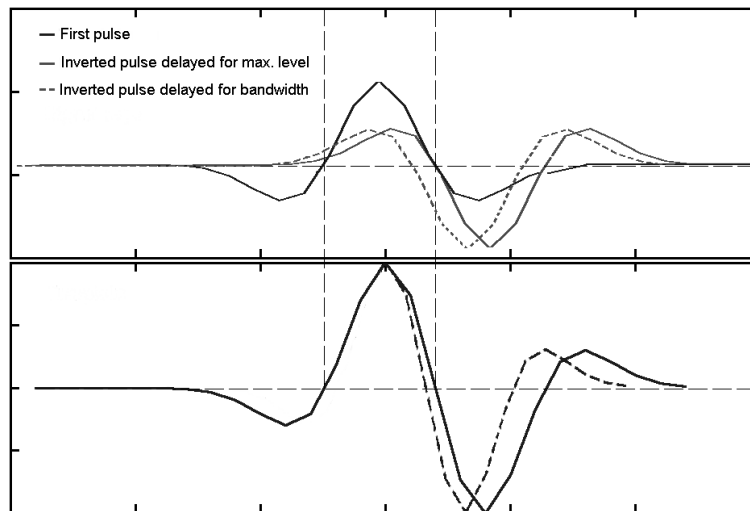


FIG. 3.6 – Principe de la création d'un doublet

La figure 3.3.1.4 explicite ce mécanisme : le cas d'une recombinaison maximisant la puissance du doublet est représenté en trait continu. Le cas où le retard  $\delta$  de l'impulsion négative est inférieur à la largeur de la première impulsion est représenté en trait pointillé. Cette nouvelle valeur de retard entraîne un raidissement notable du flanc médian du doublet, ce qui accroît la bande occupée au prix d'une baisse de niveau non représentée sur la figure. Les simulations faites avec une combinaison sans perte et un décalage présentant le meilleur compromis entre gain de bande passante et perte de niveau montrent que le doublet résultant aurait une bande passante à -10 dB allant jusqu'à 3,7 GHz

### Un coupleur de puissance pour former le doublet

Faire cette recombinaison dans de bonnes conditions nécessite un véritable coupleur de puissance et non pas une simple jonction électrique afin de garantir le respect de l'impédance des lignes. Ce coupleur doit présenter un coefficient de couplage de 3 dB et une bande passante de 0 à 2 GHz en entrée et de 1 à 3,5 GHz en sortie. Sa réponse impulsionnelle doit comporter le moins d'échos possible.

Dans ce but, différentes structures de coupleurs ont été simulées avec le logiciel ADS de la société Agilent. En plus de la simulation fréquentielle, qui rend possible la détermination des paramètres S des coupleurs, la simulation temporelle a permis d'injecter dans ces coupleurs les impulsions du générateur, capturées à l'oscilloscope numérique, et d'observer la réponse du coupleur.

- Le principe de lignes couplées est connu pour offrir une grande bande passante, mais il est très difficile d'atteindre 3 dB de coefficient de couplage.
- Le coupleur de Lange résout ce problème en utilisant des lignes inter-digitées, ce qui améliore le transfert de puissance. Mais les terminaisons en circuit ouvert des doigts du coupleur causent de nombreux échos qui dégradent considérablement la réponse impulsionnelle.
- Le coupleur hybride s'avère assez difficile à rendre suffisamment large bande, ce qui provoque un effet de filtrage sur les impulsions. De plus, il provoque l'inversion de l'une des impulsions, empêchant la formation d'un doublet.
- Le coupleur de Wilkinson, avec une géométrie en anneau répond bien à nos spécifications : l'absence de ligne ouverte évite l'apparition d'échos, les 3 dB de coefficient de couplage ainsi que la bande passante peuvent être atteints.

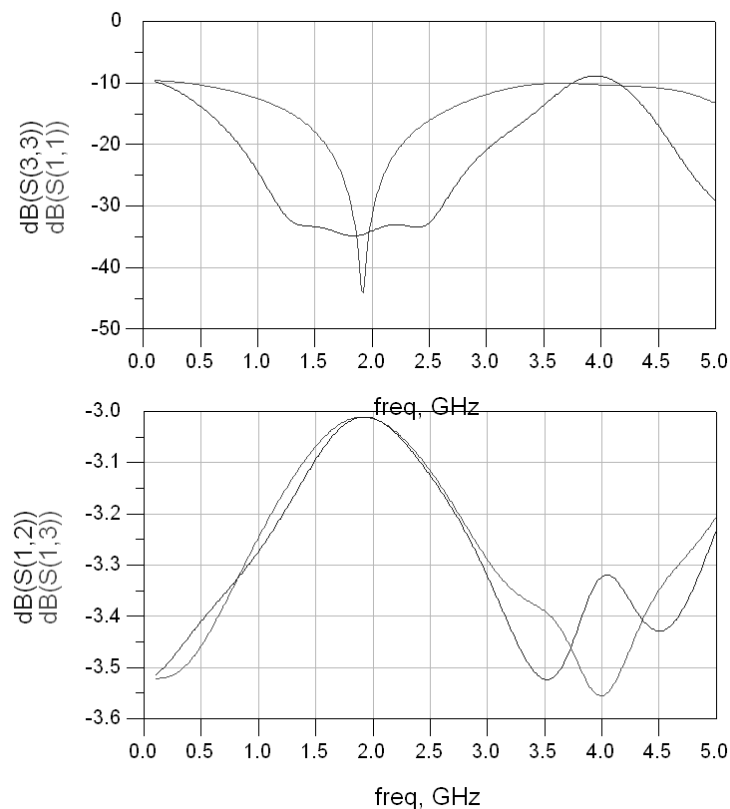


FIG. 3.7 – Simulation fréquentielle du coupleur de Wilkinson

La figure 3.3.1.4 présente les résultats de simulation fréquentielle du coupleur de Wilkinson. La figure 3.3.1.4 est un résultat de simulation temporelle dans laquelle les impulsions capturées à l'oscilloscope sont introduites dans le coupleur pour obtenir un doublet de 600 ps en sortie, au prix d'une diminution de la tension crête de presque 50 mV.



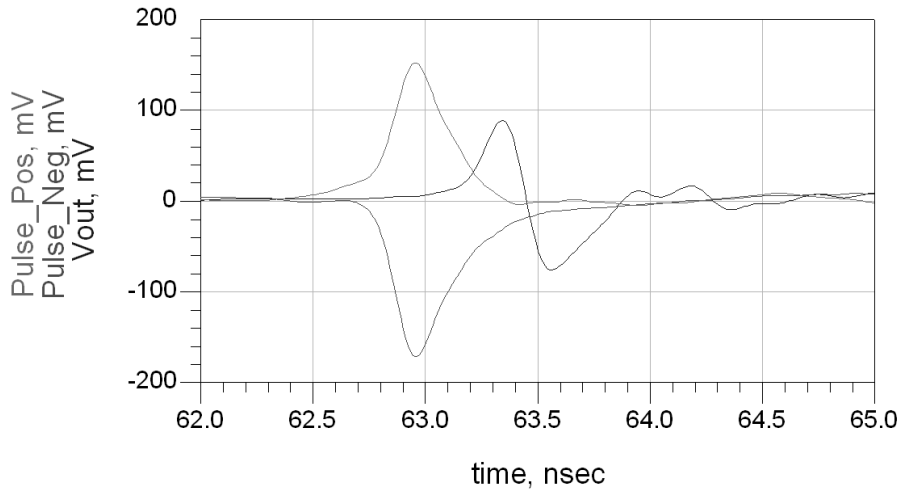


FIG. 3.8 – Simulation temporelle du coupleur de Wilkinson

Ce coupleur a ensuite été réalisé sur un substrat téflon ( $\epsilon_r = 2,2$ ). Une boucle sur l'une des lignes d'entrées permet d'obtenir le retard  $\delta$  nécessaire. La figure 3.9 montre le coupleur ainsi réalisé. La boucle servant à retarder la seconde impulsion est également visible.

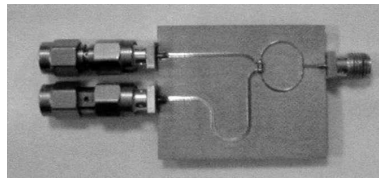


FIG. 3.9 – Coupleur de Wilkinson

Après caractérisation avec un analyseur de réseau, ce coupleur a confirmé ses bonnes caractéristiques en termes de bande passante. Par ailleurs, le coefficient de couplage mesuré est de 3,4 dB. Il est quelque peu en dessous des valeurs obtenues en simulation mais reste tout à fait acceptable.

Les tests montrent que le coupleur permet au générateur de délivrer effectivement des doublets. La figure 3.10 représente le doublet en sortie de coupleur. Il dure 600 ps et présente une bande à -10 dB allant jusqu'à 3,7 GHz, ce qui confirme le fort gain en bande passante calculé en simulation. Les pertes sont acceptables : les impulsions avaient des tensions crête de 220 mV et -250 mV et le doublet présente une tension crête à crête de 370 mV.

### Filtrages des impulsions

Des filtres céramiques adaptés à la bande ouverte aux systèmes UWB ont commencé à apparaître sur le marché. Dans notre système, un tel filtre sera placé après le générateur d'impulsion pour supprimer l'énergie située en dehors de la bande UWB. La suppression de la composante basse du spectre du doublet va modifier la forme temporelle de l'impulsion, qui se rapprochera d'une courte oscillation, comme si l'impulsion était placée sur une porteuse. Par ailleurs une part

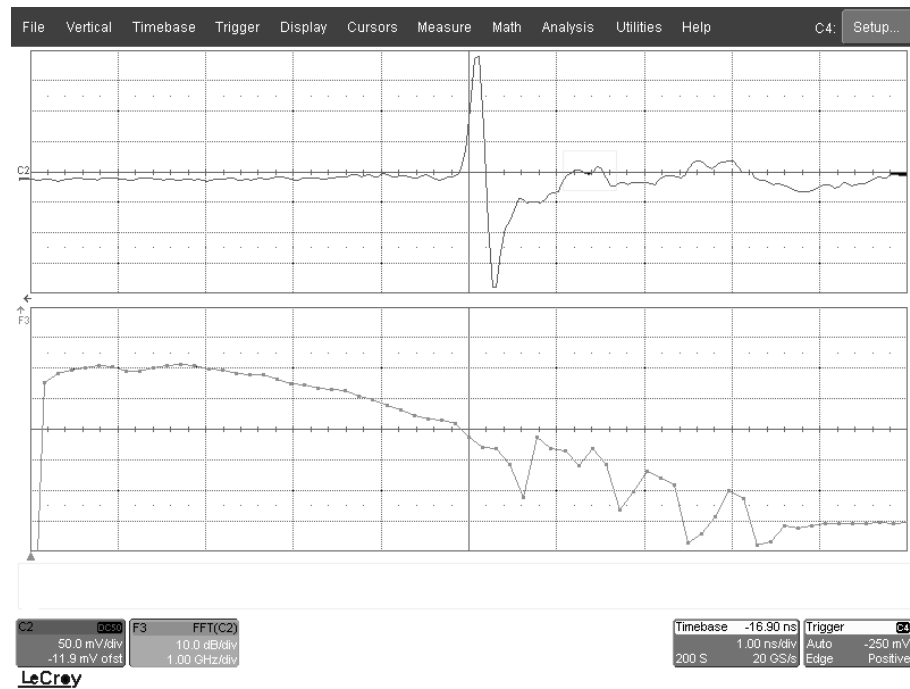


FIG. 3.10 – Doublet en sortie de coupleur (en haut) et sa transformée de Fourier (en bas)

importante de l'énergie de l'impulsion sera perdue, ce qui provoquera une forte baisse de niveau.

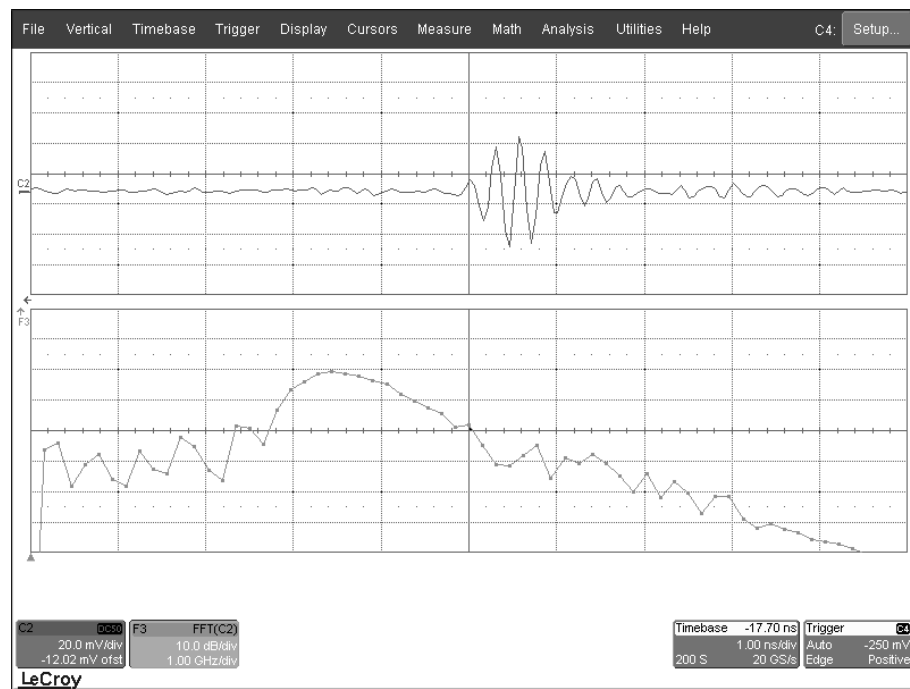


FIG. 3.11 – Impulsion après filtrage (en haut) et sa transformée de Fourier (en bas)

La figure 3.11 représente une impulsion filtrée à l'aide d'un filtre céramique d'origine commerciale. Comme attendu, le niveau a fortement baissé puisqu'il ne reste que 40 mV crête sur les 200 mV crête du doublet. La bande à -10 dB est de 1,5 GHz, de 2,8 GHz à 4,3 GHz. Le niveau des impulsions après filtrage est encore trop faible, ce qui rend nécessaire le recours à un amplificateur avant l'antenne. Le respect de la limite basse à 3,1 GHz n'est pas satisfaisant non plus.

Pour résoudre ces problèmes, il faudrait produire une impulsion avant filtrage qui soit plus puissante, et ait une forme d'onde telle qu'une part plus importante de l'énergie soit située au dessus de 3,1 GHz. Il serait alors possible de filtrer l'impulsion avec une fréquence de coupure un peu plus haute, de manière à mieux respecter les limites de bande.

### 3.3.1.5 Exploitation de logique ECL sur substrat SiGe

#### Des composants logiques SiGe

Très récemment, la société On Semiconductor a introduit une nouvelle branche dans sa famille de composants logiques ECL. Ainsi, des composants logiques de base réalisés suivant la technologie SiGe sont apparus en parallèle aux réalisations en Silicium bipolaire que nous utilisons. Cette nouvelle famille promet des gains de performances radicaux : la fréquence d'horloge maximale passe de 3 GHz à 8 GHz, et les temps de montée et de descente passent de 160 ps à 80 ps. Ces nouveaux composants sont donc très attrayants pour la réalisation d'un générateur d'impulsion.

Par ailleurs on trouve au catalogue "logique ECL" du même fondeur des lignes à retard numériques programmables offrant une résolution de 10 ps. Ces lignes à retard peuvent être très utiles : elles peuvent fournir la maîtrise précise et programmable du retard entre les signaux aux entrées de la porte finale, et donc le contrôle de la durée de l'impulsion. En augmentant le nombre d'entrée de la porte finale, et avec la maîtrise exacte des retards entre les différents signaux d'entrée, il devient possible de construire des formes d'impulsions plus complexes.

#### Réalisation d'un prototype

Face à ces évolutions technologiques, il a été décidé de construire un nouveau générateur d'impulsions. Il est similaire au précédent mais utilise une porte finale SiGe et inclut le contrôle programmable du délai entre les deux entrées de la porte. Ce générateur ne pourra pas générer de formes d'onde plus complexes que l'impulsion élémentaire, mais permettra de mesurer d'une part les performances de la porte SiGe et d'autre part la finesse et l'efficacité du contrôle du délai via les lignes à retard programmables.

L'architecture retenue est présentée par la figure 3.12. La différence entre le retard des deux lignes définit la largeur de l'impulsion produite. Les circuits logiques retenus fonctionnent au standard LVPECL avec une alimentation positive de 3,3 V. Le niveau logique bas est à 1,5 V et le haut à 2,3 V. Un translateur LVTTTL vers LVPECL assure l'adaptation du niveau du signal de déclenchement du générateur.

Le premier générateur fonctionnait avec un signal de contrôle TTL et non pas LVTTTL. De plus, en raison de nombreuses difficultés de routage liées à la forte densité du packaging employé pour la porte logique SiGe et aux deux bus 10 bits de configuration des lignes à retard, ce nouveau générateur n'a été achevé qu'assez tardivement. De ce fait, il n'a pas été possible de l'inclure dans une chaîne de communication UWB-IR. Il n'a été testé qu'en tant que simple générateur d'impulsion.

#### Résultats obtenus et perspectives

La figure 3.13 montre les résultats obtenus avec ce nouveau générateur d'impulsion. Dans la

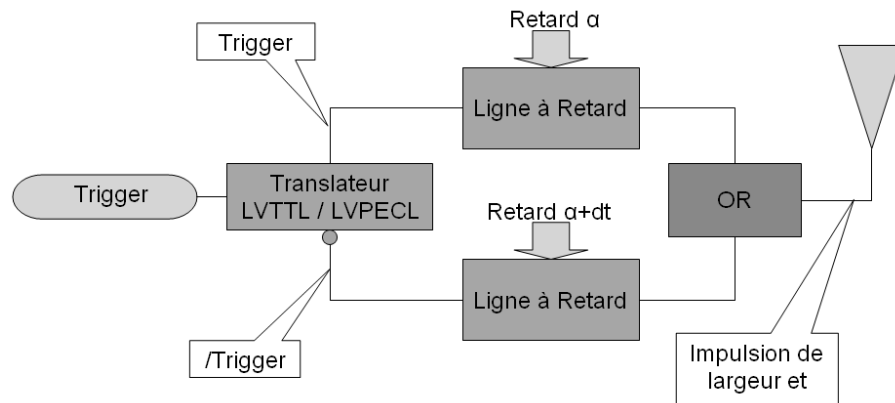


FIG. 3.12 – Architecture du générateur d'impulsion programmable

partie haute de l'écran se trouvent les captures des impulsions positives et négatives disponibles en sortie du générateur. Elles présentent un niveau de 200 mV crête pour une largeur de 200 ps. Dans la partie basse de l'écran se trouve, en gris sombre, la transformée de Fourier de l'impulsion positive, et en gris clair le calcul d'un doublet réalisé à partir des deux impulsions ainsi que sa transformée de Fourier. L'impulsion positive présente une bande passante à -10 dB atteignant 5,5 GHz. Le doublet, calculé par l'oscilloscope à partir des deux impulsions mesurées, présente quant à lui une bande à -10 dB proche de 6 GHz.

Ce doublet n'a pas été produit sur circuit, car cela aurait nécessité la réalisation d'un nouveau coupleur. Par ailleurs, le signal obtenu aurait été en limite des capacités de mesure de l'oscilloscope numérique.

A l'aide de la technologie SiGe il a été possible de produire des impulsions de 200 ps de largeur, c'est à dire des impulsions suffisamment courtes pour être directement situées dans la bande de fréquence visée. Ceci ouvre la voie à la formation d'impulsions de formes plus complexes en combinant des impulsions élémentaires pour produire des ondelettes spécifiques. En procédant ainsi il devient possible de limiter fortement la part d'énergie perdue lors du filtrage.

### 3.3.1.6 Conclusions

La génération d'impulsions compatibles avec les impératifs de l'UWB-IR est une utilisation qui atteint les limites de la plupart des composants discrets. Cette expérimentation a cependant débouché sur deux générateurs d'impulsions UWB pleinement utilisables.

La faisabilité de la production d'impulsion élémentaire avec un circuit de très faible complexité a été démontrée. Cette structure est directement transposable pour une réalisation intégrée. La réalisation basée uniquement sur des composants discrets bipolaires reste un peu limitée en terme de niveau. Les gains d'une éventuelle intégration sur un composant unique, ainsi que les progrès des technologies CMOS laisse donc penser que, au moins pour la bande basse (entre 3 et 5 GHz), une réalisation CMOS est envisageable à brève échéance<sup>18</sup>.

Le recours à une porte logique de sortie SiGe a très nettement amélioré les performances du générateur d'impulsion. Nous montrons ainsi qu'il est possible de réaliser simplement un système UWB fonctionnant au dessus de 6 GHz mais qu'actuellement cela suppose de recourir

<sup>18</sup>Cette affirmation a depuis été confirmé par une publication récente relatant la réalisation d'une telle structure en technologie CMOS [37]

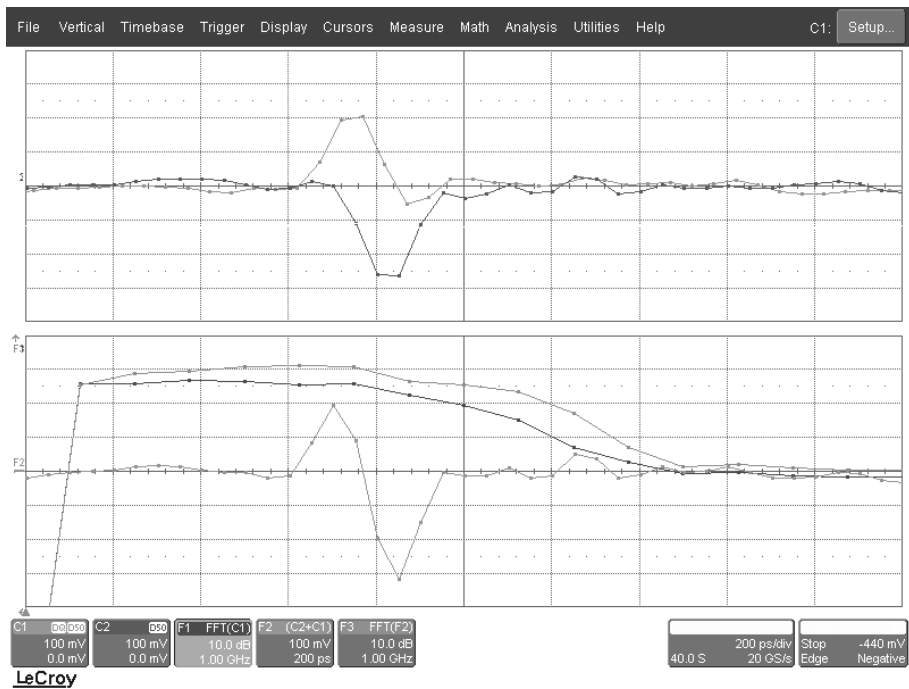


FIG. 3.13 – Impulsions produites par un générateur d'impulsion SiGe (en haut) et leurs transformés de Fourier (en bas)

à la technologie SiGe. Ceci illustre bien l'intérêt de la bande 3-5 GHz pour les systèmes à très faible coût puisqu'elle est accessible avec une technologie purement Silicium.

Par ailleurs, l'utilisation de ligne à retard programmable a montré la faisabilité d'un contrôle fin de l'impulsion produite. Cela rend possible la construction d'une impulsion complexe par combinaison d'un ensemble d'impulsions élémentaires calibrées. Une telle impulsion complexe concentrera la majeure partie de son énergie dans la bande cible ce qui permettra de diminuer l'impact du filtrage sur le niveau du signal de sortie, voire même d'éviter le recours à un filtre.

### 3.3.2 Contrôle et pilotage du générateur d'impulsions

Nous disposons d'un système capable de générer des impulsions utilisables pour une application radio impulsionnelle. Mais pour former un émetteur UWB-IR complet, il manque encore un organe de contrôle de ce générateur, capable de positionner les impulsions dans le temps en tenant compte de tous les paramètres de la couche physique (saut temporel, modulation, entête de synchronisation etc.)

#### 3.3.2.1 Référence de temps

La plus petite unité de temps à laquelle un émetteur UWB-IR est confronté est la largeur de l'impulsion. Cependant, l'organe de contrôle n'a besoin que de compter les temps slot  $T_{slot}$ , dont la valeur a été fixée à 20 ns, puisque l'écart entre deux impulsions est nécessairement un multiple de 20 ns. Le circuit de contrôle pourra se satisfaire d'une résolution de comptage du temps de 20 ns, soit une horloge à 50 MHz, ce qui est compatible avec une approche "faible coût".

Il a été vu dans la section 3.2.2.2 qu'un quartz ayant une résolution de 20 ppm était à même

de remplir ce rôle si le récepteur est capable, une fois la synchronisation acquise, de poursuivre la dérive du quartz.

Pour notre prototype d'émetteur UWB-IR, nous prendrons un quartz à 50 MHz, présentant une précision de 20 ppm.

### 3.3.2.2 Gestion du bit mapping

Le bit mapping est géré par un tableau faisant correspondre une séquence de 8 chips à chaque symbole binaire "0" ou "1". Ces séquences doivent respecter les contraintes fixées précédemment, à savoir un nombre égal de 0 et de 1 et être orthogonales. Afin de faciliter la lecture d'une trace de signal impulsionnel à l'oscilloscope, la correspondance bit/symbole suivante a été retenue :

Symbole	train de chips
0	00001111
1	11110000

Il est à noter que l'utilisation de ces séquences revient en quelque sorte à une modulation PPM à grande échelle : un train de 4 impulsions est émis dans la première ou dans la seconde moitié du temps symbole suivant le symbole binaire.

Dans une utilisation réelle, il est conseillé de recourir à un jeu de séquence dont l'énergie est répartie de manière plus homogène dans le temps afin d'augmenter l'écart entre les impulsions.

### 3.3.2.3 Gestion du saut temporel

Le générateur d'impulsions produit une impulsion à chaque fois qu'un front TTL descendant se présente sur son entrée. Le délai entre l'arrivée du front et la production de l'impulsion est fixe. La réalisation du saut temporel consiste donc simplement à présenter des fronts descendants aux bons moments sur l'entrée de déclenchement du générateur. Huit slots  $T_{slot}$  de 20 ns chacun ont été prévus, charge au code de saut de fixer lequel de ces 8 slots  $T_{slot}$  sera celui qui portera l'impulsion.

L'horloge de 50 MHz correspond à cette résolution. Une division par 8 de cette horloge permet d'obtenir une horloge au rythme chip ( $T_{chip} = 160$  ns), et une nouvelle division par 8 donne le rythme symbole ( $T_{symb} = 1280$  ns).

A chaque temps chip (160 ns) on présente une période d'horloge en entrée d'un registre à décalage de 8 bits rythmé par l'horloge slot. Cette impulsion va se propager dans le registre à chaque nouveau coup d'horloge slot, donc à chaque nouveau slot. De ce fait, chaque sortie présentera un front descendant retardé de 20 ns par rapport à la précédente. La sortie  $n$  correspond ainsi au signal à envoyer au générateur si le slot  $n$  avait été sélectionné.

Ces huit sorties sont dirigées sur les entrées d'un multiplexeur huit vers un. L'élément du code de saut correspondant au chip courant est présent sur les entrées de sélection du multiplexeur, ce qui permet de sélectionner la sortie parmi les 8 du registre dont le décalage correspond à la valeur de l'élément courant du code de saut. Ce code de saut est stocké dans une mémoire dont le compteur d'adresse est incrémenté au rythme du temps chip, ceci afin d'obtenir un nouvel élément de code à chaque nouveau chip. Ce compteur est remis à zéro à chaque nouveau temps symbole.

De la sorte, le signal de commande du saut temporel est généré par une structure logique simple.

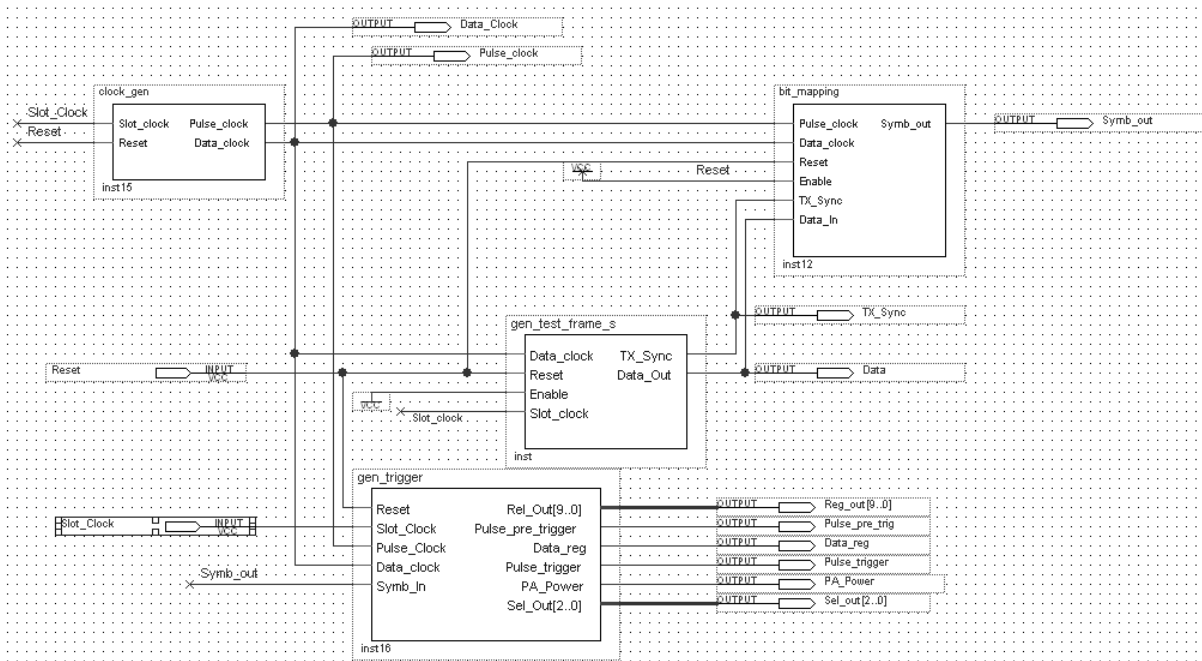


FIG. 3.14 – Structure de contrôle du générateur d'impulsion

### 3.3.2.4 Réalisation VHDL et résultats

La structure présentée plus haut a été décrite en VHDL synthétisable. Différentes modifications ont été apportées, principalement pour éviter la génération d'impulsions non-désirées lors des transitions sur le bus 3 bits transportant le code de saut.

Une structure apte à générer le signal de commande du générateur d'impulsion a été décrite, synthétisée et simulée. La figure 3.14 en présente l'architecture. Elle produit une trame de test composée d'un entête de synchronisation de 2 octets, puis d'une charge utile de 2 octets. La taille de la charge utile n'est pas très réaliste. Il serait cependant possible de la rallonger sans difficulté, mais la profondeur mémoire de l'oscilloscope à échantillonnage serait trop faible pour acquérir l'ensemble de la trame. Le saut temporel pseudo-aléatoire, la correspondance symbole/chips, la modulation OOK et la génération de divers signaux de mise au point sont pris intégralement en charge. Au total, l'ensemble de ces fonctions représente 48 éléments logiques (LE) sur un flex10k84 d'Altera, soit 8% des ressources de ce FPGA d'entrée de gamme (10000 portes).

### Précision temporelle

Une mesure à l'oscilloscope des écarts entre instant prévu et instant réel de génération d'impulsions montre une erreur maximale de 0,6 nano-secondes dans un même symbole. La même mesure a été répétée, avec la même référence de temps, après la transmission de 4 octets, puis de 36 octets, pour voir l'évolution de cette précision durant l'émission d'une trame "réelle". Le tableau 3.15 présente le résultat de ces mesures sous la forme d'erreur, en pico-secondes, entre instant théorique et instant mesuré de l'émission de l'impulsion. Ces mesures ont été faites avec une résolution de 50 ps, et une précision estimée à 100 ps près.

Chip n°	Erreur au 1er symb. (ps)	Erreur au 32eme symb. (ps)	Erreur 289eme symb. (ps)
1	0	-150	+700
2	+300	+500	+1300
3	-500	-450	+450
4	0	-150	+700
5	-550	-400	+350
6	+300	+400	+1200
7	0	+150	+1000
8	+600	+500	+1350
Moyenne	18,75	50	881
Écart type	394	391	386
Amplitude	1150	950	1000

FIG. 3.15 – Erreur de positionnement des impulsions en fonction de la durée de la trame

L'analyse statistique de ce tableau fait ressortir deux phénomènes :

- La dérive d'horloge, qui transparaît dans l'évolution de la valeur moyenne des erreurs lorsque le temps écoulé depuis la référence de temps augmente.
- Le jitter lié à la structure même du système de pilotage du générateur d'impulsion. Cette erreur se manifeste via l'écart type et l'amplitude de l'erreur, qui restent relativement constants dans le temps.

Nous pouvons donc constater dès le premier symbole l'existence d'une erreur relativement importante, de l'ordre de la nanoseconde. L'analyse du routage sur le FPGA montre que cette erreur vient des différences de routages entre le registre à décalage et le multiplexeur. L'erreur maximale relevée est de 600 ps. Cette valeur est un peu plus élevée que ce que nous pouvons tolérer puisque l'objectif était de 500 ps. Toutefois, cette valeur a été obtenue sans aucune optimisation du routage, alors même que celui-ci est plus complexe qu'en situation réelle du fait du grand nombre de signaux de "debugage" présents sur le design, signaux qui occupent chacun une broche du composant et occupent donc fortement les bus d'interconnexion du FPGA.

La dérive d'horloge apparaît dans l'évolution des erreurs moyennes : après 36 octets émis, soit 368,64  $\mu s$ , cette dernière a augmenté de 862 ps, ce qui correspond à une erreur de 2,3 ppm. Il s'agit là d'une valeur très faible, bien inférieure à ce que l'on pouvait attendre. Néanmoins, l'addition de cette erreur plus l'erreur de jitter fait sortir l'impulsion de la fenêtre de réception. Il est donc nécessaire de prévoir un dispositif de poursuite d'horloge sur le récepteur afin de compenser cette dérive.

Enfin, étant donnée la simplicité du design, il serait possible de le porter vers un composant de type CPLD, qui comporte moins de ressources, mais qui offre des délais de propagation prévisibles et spécifiables de manière plus rigide. Il serait aussi possible, dans une implémentation ASIC, de prévoir ces différences de délais dès la conception du circuit et de les compenser lors du routage.

Tout ceci montre qu'il est techniquement possible de concevoir un circuit simple et peu coûteux, capable de positionner suffisamment précisément dans le temps les impulsions nécessaires à une communication UWB-IR.

Cependant, dans notre cas, nous en resterons à ce point dans notre circuit, quitte à augmenter légèrement la fenêtre de réception si cela s'avère nécessaire. En effet, le but ici est de mettre en œuvre une transmission UWB-IR dans des conditions de laboratoire, tout en s'assurant de la faisabilité d'un portage vers des conditions "réelles", ce qui est correctement réalisé ici. Le



prototype réalisé respecte ces contraintes et objectifs initiaux.

### **3.4 Conclusions**

Au terme de cette étude de la structure et de la réalisation nous sommes arrivés à la conclusion qu'il n'y avait pas d'obstacle sérieux à la réalisation d'un émetteur UWB-IR dans une optique de faible coût de revient et de grande simplicité. Concernant la base de temps, un quartz courant peut suffir et la complexité est transférée au récepteur via le mécanisme de poursuite d'horloge. La production d'impulsions ultracourtes via des procédés microélectroniques courants est possible, et cela avec une partie analogique très réduite. Le pilotage et la gestion du saut temporel peuvent également être assurés par une réalisation VHDL simple et économe en ressources. Le problème de l'estimation de la consommation de ce dispositif n'est pas abordé car il n'est pas possible de tirer un enseignement sur la consommation d'un dispositif intégré à partir d'une réalisation avec des composants discrets. Dans une réalisation CMOS, la consommation d'énergie est directement liée à la fréquence des transitions logiques. Le fait de pouvoir travailler avec une fréquence d'horloge relativement faible, comme c'est le cas ici, laisse entrevoir des dispositifs intégrés peu consommateurs.

# Chapitre 4

## Chaîne de Réception

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>72</b>
<b>4.2</b>	<b>Analyse et spécifications</b>	<b>72</b>
4.2.1	La réception cohérente et ses contraintes	72
4.2.2	Le choix de la réception non cohérente	73
4.2.3	Chaîne de traitements numériques	75
<b>4.3</b>	<b>Réalisation de l'étage frontal Radio Fréquence</b>	<b>76</b>
4.3.1	Quelques techniques de mise au carré	76
4.3.2	Réalisation d'un détecteur à diode Schottky	79
4.3.3	Étage d'amplification RF	83
4.3.4	Réalisation d'un prototype	84
4.3.5	Moyens de protection contre les interférences	86
<b>4.4</b>	<b>Numérisation de l'enveloppe du signal</b>	<b>87</b>
4.4.1	Réalisation de la comparaison	87
4.4.2	Le positionnement du seuil de comparaison	87
4.4.3	Résultats de simulation	92
4.4.4	Conclusion	96
<b>4.5</b>	<b>Synchronisation</b>	<b>96</b>
4.5.1	Objectifs et contraintes de la synchronisation	96
4.5.2	Synchronisation par corrélation glissante	96
4.5.3	Proposition d'un algorithme de synchronisation optimisé	100
4.5.4	Mise en œuvre de l'algorithme dans les simulations	103
4.5.5	Simulations et résultats	106
4.5.6	Adaptation de l'algorithme pour le CCA	107
4.5.7	Conclusion	107
<b>4.6</b>	<b>Démodulation et prise de décision</b>	<b>108</b>
4.6.1	Principe envisagé	108
4.6.2	Correction d'une désadaptation du seuil de détection	109
4.6.3	Résultats de simulations	109
4.6.4	Conclusion	110
<b>4.7</b>	<b>Perspective d'implémentation de la chaîne de traitements numériques</b>	<b>110</b>
4.7.1	Une passerelle vers la logique asynchrone	110
4.7.2	La base de temps	111
<b>4.8</b>	<b>Conclusion</b>	<b>112</b>

---

## 4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré au système de réception. Dans une première partie nous abordons le thème de la détection d'une impulsion de faible amplitude. Nous proposons un rapide état de l'art des techniques existantes et une étude de leurs avantages et inconvénients respectifs avant d'aborder la réalisation d'un système de détection d'impulsion de très faible coût, ce qui permet de cerner ses possibilités et ses limites. Dans une seconde partie nous nous intéressons à la conversion numérique du signal d'enveloppe par une simple comparaison avec un seuil pré-défini. Enfin nous abordons le traitement numérique de ce signal pour fixer ce seuil de comparaison de manière pertinente puis obtenir une synchronisation et enfin démoduler les symboles transmis. Nous spécifions un jeu d'algorithmes à faible complexité capable de remplir l'ensemble de ces tâches et les validons par la simulation puis l'expérimentation.

## 4.2 Analyse et spécifications

### 4.2.1 La réception cohérente et ses contraintes

Le récepteur optimal pour un signal UWB impulsionnel [6, 16] est un récepteur à corrélation. Le principe consiste à définir une fenêtre d'observation très brève coïncidant avec l'arrivée d'une impulsion. Le calcul du taux de corrélation entre le signal reçu et un motif, construit localement à partir d'une estimation du signal attendu, permet de réaliser la prise de décision. Ce principe est décrit plus en détail dans la section 1.4.3.1.

L'implémentation la plus classique de ce schéma repose sur un corrélateur analogique, composé d'un multiplieur et d'un intégrateur, qui calcule le taux de corrélation entre le signal reçu et un motif local délivré par un générateur local. Une unité de pilotage gère la remise à zéro de l'intégrateur et déclenche le générateur d'impulsion à l'instant exact où une impulsion reçue arrive en entrée du multiplieur. Dans le cas de la radio impulsionnelle, il est absolument crucial que ce signal local soit parfaitement en phase avec le signal reçu pour que l'opération de corrélation donne de bons résultats ; ce point justifie l'appellation *cohérente* de ce type de récepteurs.

Une implémentation numérique du même schéma de principe est aussi envisageable, à la condition de numériser dans de bonnes conditions le signal UWB-IR, qui couvre au moins un Gigahertz de bande entre 3 et 5 Gigahertz. Cette largeur de bande pose des contraintes très fortes sur le convertisseur analogique/numérique, sans parler des considérations de dynamique requise pour pouvoir échantillonner un signal juste après l'antenne du récepteur.

Dans la littérature, la plupart des articles traitant de la réalisation de récepteurs UWB-IR cohérents sont antérieurs à l'ouverture de la bande [3,1 - 10,6] GHz par la FCC. A cette période, la bande considérée était entre 1 et 2 GHz, ce qui autorisait l'utilisation d'impulsions de type doublets gaussiens dont la durée était proche de la nano-seconde. Les contraintes de synchronisation étaient donc très relâchées par rapport à celles nécessaires à l'application du même principe de réception avec les impératifs d'aujourd'hui. Pour une réception par corrélation dans le cas de la radio impulsionnelle dans la bande FCC, il est absolument crucial que le motif de corrélation soit parfaitement synchrone avec le signal reçu. En effet, si l'impulsion (ou plutôt l'ondellette impulsionnelle) est centrée sur 4 GHz, la demi période fait 125 ps. Or une erreur de synchronisation d'une demi période entre le signal reçu et le motif de corrélation conduirait à multiplier deux signaux en quadrature ce qui déboucherait sur un taux de corrélation nul. La contrainte sur la synchronisation est donc très forte : il faut se synchroniser en phase avec une porteuse qui n'est présente au mieux qu'une ns toutes les 160 ns.

Ces contraintes, et les moyens à mettre en œuvre pour les satisfaire, sont jugés incompatibles

avec l'objectif d'un système bas coût et faible consommation, envisagé dans ce travail. La conséquence de cette analyse est que ce type de réception n'est pas retenu, au profit de la réception non cohérente, décrite dans la section suivante.

## 4.2.2 Le choix de la réception non cohérente

Cette approche consiste à exploiter l'information d'amplitude et d'énergie présente sur le canal, au détriment de l'information de phase du signal reçu. Ce principe de réception est basé sur une détection d'enveloppe du signal composée d'une quadrature et d'un filtrage passe-bas du signal reçu. Il y a alors deux approches possibles, qui dépendent de la constante de temps de ce filtre.

### 4.2.2.1 Réception à collection d'énergie

Déjà évoquée parmi les techniques de réception "avancées" car elle permet de tirer partie des trajets multiples 1.4.3.3, l'approche du récepteur à accumulation d'énergie [38, 39] consiste à prévoir une constante de temps, et donc une durée d'intégration du signal mis au carré de l'ordre de la durée d'étalement des trajets principaux du canal radio, soit environ 30 ns en intérieur. Le canal UWB peut présenter de très nombreux trajets multiples et les trajets les plus forts arrivent généralement dans le premier tiers de l'étalement temporel du canal. Les trajets suivants sont en effet souvent plus fortement atténués du fait d'un trajet de propagation plus long et d'un nombre d'interactions avec l'environnement (réflexion, diffraction) qui augmente [25, 34, 15]. Ainsi, si l'intervalle d'intégration est bien positionné sur le signal arrivant, les contributions élémentaires des trajets prépondérants seront agrégées en sortie de filtre, et ceci sans nécessiter de traitement individuel des trajets. De plus, le signal disponible à la sortie de ce filtre est à bande relativement limitée, donc plutôt simple à échantillonner, même si, pour l'identification du pic, correspondant à la position optimale de l'intervalle d'intégration, il faut sur-échantillonner avec une résolution importante. A titre d'exemple, si la durée d'intégration est de  $\tau = 50$  ns, la fréquence de coupure à 3dB du filtre est de 3,18 MHz.

L'inconvénient de ce procédé est la conséquence directe de son avantage : toutes les contributions sont intégrées ensemble, sans discrimination possible entre elles. Par conséquent, si un second émetteur transmet en même temps et sur un autre *canal*<sup>19</sup>, l'intégration agglomérera les contributions des deux émetteurs, sans qu'il soit possible de les séparer. Pour pouvoir transmettre dans de bonnes conditions, il faut garantir la pleine disponibilité du canal durant l'ensemble de l'intervalle d'intégration, ce qui revient à limiter l'intérêt du système de saut temporel pour le partage de la ressource radio entre deux réseaux indépendants. De surcroît, il est intrinsèquement impossible de séparer les trajets, ce qui rend impossible la mesure de la distance entre l'émetteur et le récepteur car cela nécessite d'identifier le premier trajet arrivé. Enfin, en cas d'interférence avec un émetteur à bande étroite, la porteuse sinusoïdale de ce dernier mise au carré et filtrée produira soit une composante continue si l'enveloppe est constante, soit un signal variant au rythme du débit symbole de l'interfèrent. Ces signaux interférants auront une enveloppe comparable à celle du signal légitime en sortie d'intégrateur. En conséquence, il peut en résulter une vulnérabilité assez importante aux interférants "bande étroite"

Pour résumer, ce principe de réception non cohérente résout de manière élégante et efficace le problème de la forte densité de trajets multiples du canal UWB. Cependant, son inaptitude à la mesure de distance le disqualifie pour toutes les applications demandant une capacité de

<sup>19</sup>au sens du code de saut temporel

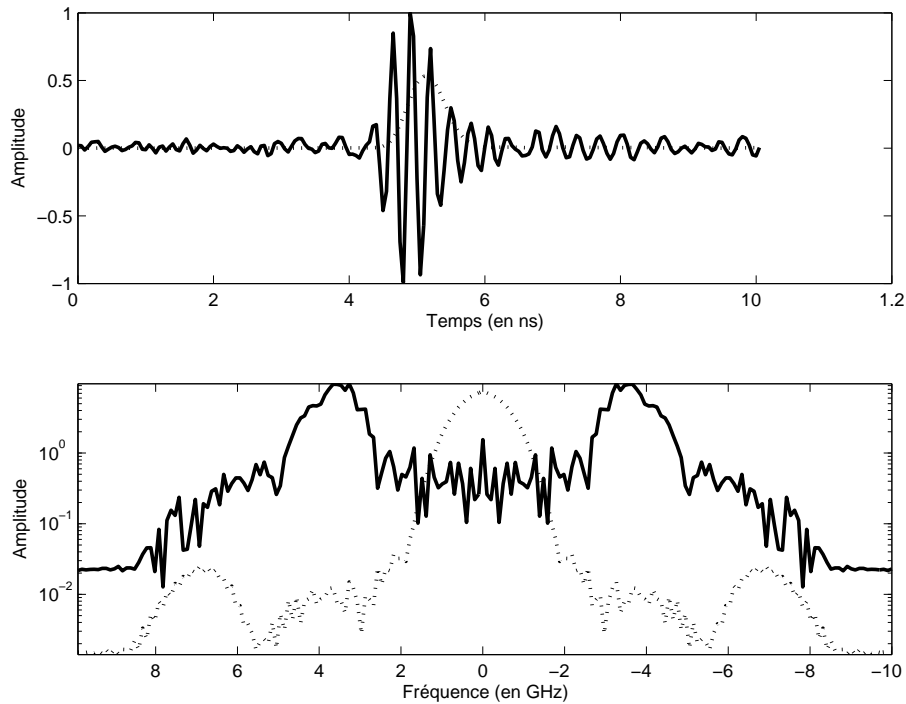


FIG. 4.1 – L’ondelette avant et après mise au carré et filtrage, et les spectres associés

géo-localisation. Or, la capacité de fournir une géo-localisation précise est une force majeure d’un système UWB et il nous paraît préférable de chercher une solution qui permette de la conserver.

#### 4.2.2.2 Réception à détection d’enveloppe

En choisissant un filtre ayant une constante de temps de l’ordre de quelques nano-secondes, le signal de sortie correspondrait à l’enveloppe de l’ondellette, soit théoriquement une impulsion en bande de base, d’une durée de l’ordre de la nano-seconde, avec une bande passante de l’ordre du gigahertz. La figure 4.1 présente la forme temporelle et le spectre de l’ondelette (trait continu) et de l’enveloppe obtenue.

Dans la réalité, le signal reçu sera affecté des effets conjugués du bruit et du canal. La forme du signal obtenue en sortie de détecteur sera donc beaucoup plus aléatoire.

Sur le plan de la complexité, Le système doit pouvoir détecter la présence d’une impulsion en bande de base d’une durée de l’ordre de la nano-seconde. Pour une réception multitrajet, il faudra capturer séparément toutes les contributions des différents trajets de propagation puis les recombinaison. Il s’agit donc d’une structure plus complexe que pour la collection d’énergie présentée précédemment. Cependant, l’information importante ici est la présence ou l’absence de l’impulsion et non son amplitude. Il n’est donc pas nécessaire d’avoir un échantillonnage très précis de ce signal de sortie. Malgré cela, cette seconde approche reste globalement d’une complexité supérieure à la collection d’énergie. En contrepartie, le fait de travailler à l’échelle des trajets permet de profiter au mieux et du saut temporel et de la grande résolution temporelle d’un signal UWB.

Nous retiendrons donc cette architecture qui permet de préserver ces caractéristiques d’un signal UWB, souvent considérées comme les forces de ce système de communication. Il faut

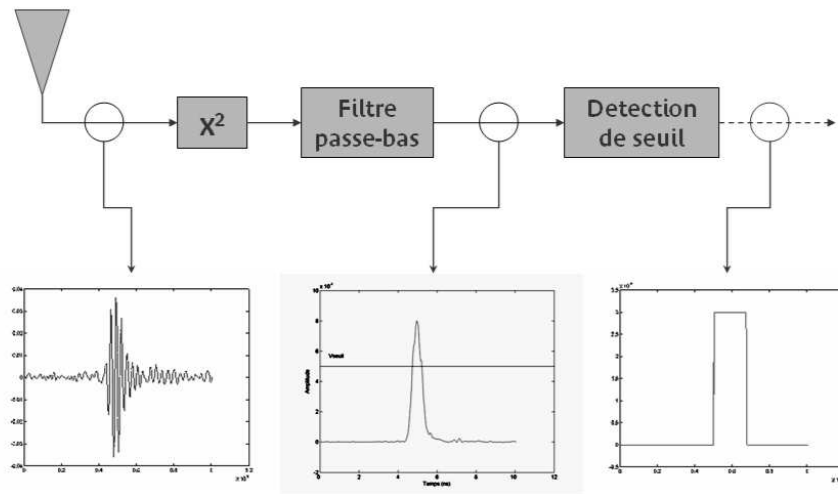


FIG. 4.2 – Architecture de conditionnement du signal reçu

cependant noter que les deux approches ne sont pas exclusives, et que l'on peut tout à fait imaginer un récepteur pouvant fonctionner dans les deux modes suivant le contexte.

### 4.2.3 Chaîne de traitements numériques

#### 4.2.3.1 Numérisation du signal en bande de base

En sortie de l'étage frontal RF, le signal disponible est formé de l'enveloppe du signal reçu. Il s'agit d'un signal en bande de base, mais que l'on peut toujours qualifier de "RF" puisque son énergie s'étale jusqu'à 1 GHz. De ce fait, la conversion analogique/numérique d'un tel signal laisse craindre une fréquence d'échantillonnage très élevée, et les problèmes que pose la réalisation d'une telle conversion en termes de coût, de consommation et de volume de données à traiter. La figure 4.2 présente le synoptique de la partie RF, de l'antenne à la conversion analogique - numérique du signal, retenue pour conditionner et numériser le signal reçu.

Une fois le signal converti en information numérique, les traitements qu'il subit doivent permettre de retrouver les données émises. Du fait du choix de la modulation OOK pour la couche PHY considérée, il faut statuer sur la présence ou l'absence d'une impulsion. L'exploitation de cette information doit permettre de retrouver les données transmises.

En conséquence, l'information d'amplitude de l'enveloppe peut simplement se résumer à une comparaison avec un seuil défini, la présence d'une impulsion correspondant à un franchissement de ce seuil. Ce n'est pas une conversion numérique/analogique sur un bit, car le seuil de comparaison devra varier pour s'adapter aux différentes situations, au sens du rapport signal-à-bruit, auxquelles le récepteur sera confronté. De plus, la comparaison n'est pas rythmée par un front montant d'horloge. Il s'agit plutôt d'une comparaison permanente, donc complètement asynchrone, pour détecter l'événement "arrivée d'une impulsion". Cet événement provoquera donc un signal asynchrone auquel l'unité de traitement du signal devra répondre, un peu comme un processeur répond à une interruption. C'est sur ce point précis que cette approche événementielle diffère d'une solution basée sur un convertisseur analogique / numérique sur 1 bit avec une horloge interne.

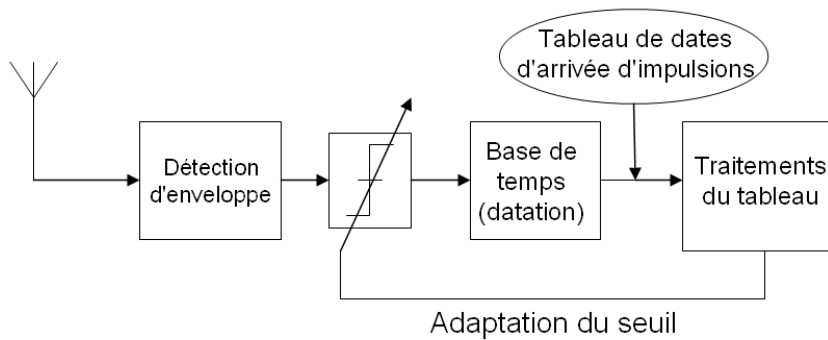


FIG. 4.3 – Schéma synoptique du récepteur envisagé

#### 4.2.3.2 Traitement du signal "bande de base"

Si dans notre approche, l'information d'amplitude est peu discriminante, puisque l'on se contente de l'état "absence" ou "présence d'une impulsion", le temps d'arrivée de l'impulsion est une information cruciale. Chaque front montant du signal disponible en sortie du comparateur doit être associé, le plus précisément possible, à une date d'arrivée. Le signal correspondant devient donc un simple vecteur de dates d'arrivée, qui s'apparente à un *code-barre*. A partir de ce point, il n'y a plus d'impératif de traitement en "temps réel" puisqu'une fois ces dates d'arrivée enregistrées et mémorisées, le temps physique suivant lequel se déroule le traitement n'est plus lié aux instants où arrivent les impulsions.

L'exploitation des dates d'arrivée des impulsions et la connaissance du code de saut, des séquences de chips représentant les symboles et de l'entête de synchronisation permettent au récepteur de séparer les déclenchements créés par le bruit ou d'autres systèmes interférants de ceux liés aux impulsions qui lui sont destinées. L'observation de ce vecteur de dates et du nombre de déclenchements par unité de temps doit aussi permettre, via des critères statistiques, de positionner au mieux le seuil de comparaison.

#### 4.2.3.3 Conclusion

De l'ensemble des propos exposés plus haut, il ressort une structure de réception basée sur un détecteur d'enveloppe suivi d'un comparateur à seuil variable. Une partie "traitement numérique" prend en charge, à partir des résultats de comparaison, la démodulation du signal et le réglage du seuil de comparaison ainsi que la figure 4.3 le schématise.

## 4.3 Réalisation de l'étage frontal Radio Fréquence

### 4.3.1 Quelques techniques de mise au carré

La mise au carré du signal reçu est le point clé d'un détecteur d'enveloppe. Plusieurs techniques aptes à remplir ce rôle existent, et sont présentées ci-après avec leurs avantages et inconvénients.

### 4.3.1.1 Diode en zone quadratique

Lorsqu'elle est polarisée dans sa zone quadratique, une diode à jonction PN se comporte, en "petits signaux", comme un détecteur quadratique. Dans cette zone, la tension aux bornes de la diode varie en fonction de la puissance d'entrée, ainsi que le montre la figure 4.5. C'est sur cette caractéristique que repose la plupart des détecteurs d'enveloppe, dont le synoptique généralisé est présenté sur la figure 4.4. Dans notre cas, ce système de détection présente de surcroît un gros avantage en terme de consommation. En effet, celle-ci se limite au courant de polarisation de la diode qui est de l'ordre de la dizaine de microampères.

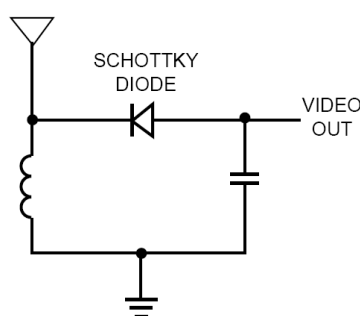


FIG. 4.4 – Schéma de principe d'un détecteur d'enveloppe à diode Schottky (circuit de polarisation non représenté).

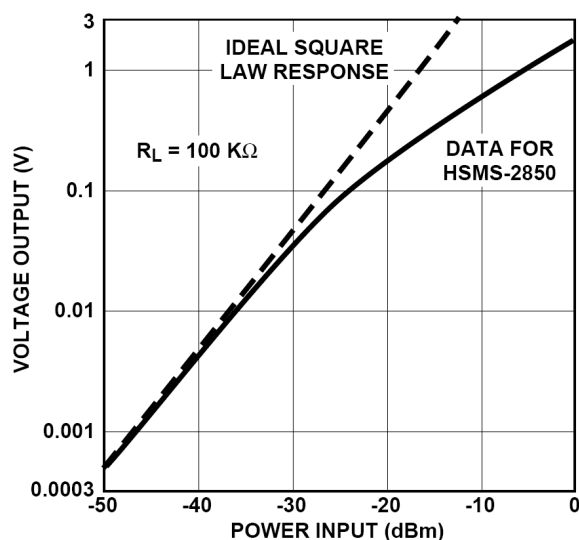


FIG. 4.5 – Tension en fonction de la puissance d'entrée pour la diode HSMS-2850 d'Agilent

Les diodes Schottky de détection sont spécifiquement conçues pour cet usage. Certaines sont plus adaptées à un fonctionnement avec de faibles niveaux de puissance d'entrée. Elles présentent donc une excellente sensibilité, mais le risque associé est de sortir de la zone quadratique si de forts signaux sont présents en entrée. D'autres, destinées à la mesure de puissance, sont capables de supporter des puissances plus importantes, au prix d'une sensibilité dégradée.



La figure 4.5 donne l'exemple d'une caractéristique "puissance / tension" pour une diode soumise à une porteuse à 2 GHz. Il semble envisageable de détecter un signal aussi faible que -45 dBm. En cas de besoin, il est aussi possible de construire un détecteur doubleur de tension, qui, en exploitant les deux alternances du signal sera capable de détecter la tension crête-à-crête du signal d'entrée. Ce montage, représenté par la figure 4.6 permet, à puissance d'entrée égale, de doubler la tension de sortie du détecteur.

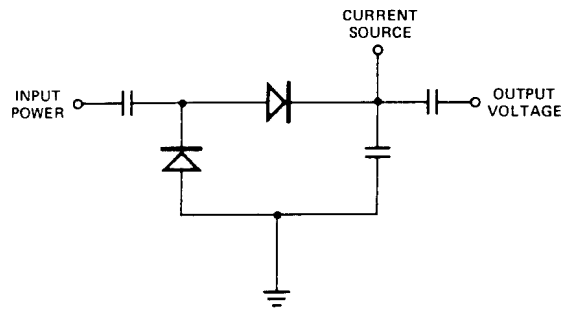


FIG. 4.6 – Schéma de principe d'un détecteur doubleur de tension.

#### 4.3.1.2 Diode à effet tunnel

La diode à effet tunnel, aussi connue sous le nom de diode Esaki, est un composant emblématique des années 70. Elle est obtenue à partir d'une couche P dégénérée et d'une couche N dégénérée. La jonction P+N+ ainsi obtenue doit être très abrupte et la zone de conductivité équivalente présente une épaisseur très faible (qq dizaines d'Å). Cette structure permet la mise en œuvre du phénomène quantique d'effet tunnel grâce auquel cette diode peut présenter une caractéristique courant/tension tout à fait typique puisqu'elle comprend une zone de résistance négative.

Le point de cette caractéristique qui précède l'entrée dans la zone de résistance négative est appelé le "point de pic" et celui qui se situe juste à la sortie de cette zone est désigné "point de vallée". Sur la figure 4.7 ces points de polarisation sont notés  $U_{pic}/I_{pic}$  et  $U_{val}/I_{val}$ .

Cette caractéristique particulière lui donne de fortes capacités pour la détection de brèves impulsions [40]. Ce principe de détection s'appuie sur l'hypothèse que la diode est polarisée, au repos, juste avant le point de pic. Du point de vue "petit signaux", même un niveau extrêmement faible suffira à franchir le point de pic, faisant basculer la diode dans la vallée pour s'arrêter au point de vallée. Comme la tension  $V_{val}$  est très supérieure à  $V_{pic}$ , ce basculement est très facilement détectable et le système peut alors mettre en évidence une impulsion, même brève et de très faible amplitude. Il reste ensuite à ramener la diode à son point de pic, pour réarmer le système en vue de la prochaine détection.

Ce système ne constitue pas un détecteur quadratique à proprement parler. En plus du rôle de détecteur d'impulsions, il remplit la fonction de comparateur : le réglage du point de polarisation de la diode au repos affecte en effet la sensibilité de la diode, suivant qu'il est plus ou moins éloigné du point de pic. Toutefois la position du point de pic varie suivant la température de la diode, ce qui nécessite donc un asservissement du point de polarisation de la diode en fonction de la température ambiante et de la sensibilité requise. Pour conserver une bonne précision en fonction du temps, l'approche la plus courante reste celle du détecteur à taux de fausse alarme

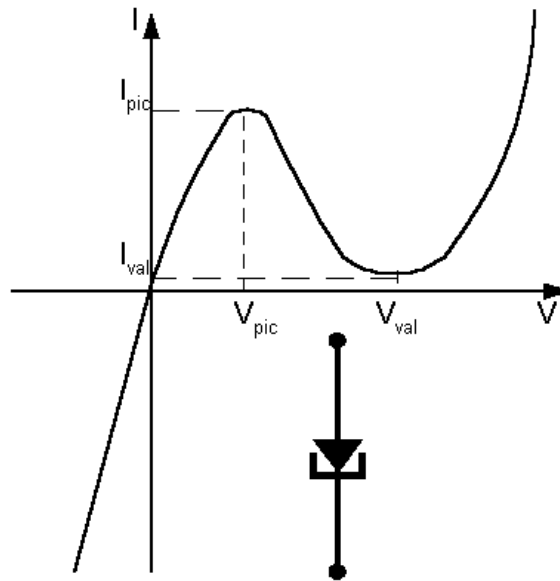


FIG. 4.7 – Caractéristique d'une diode à effet tunnel.

constant (noté CFAR : Constant False Alarm Rate), détaillé dans la section 4.4.2.2.

De plus, ce principe de détection pose un certain nombre de problèmes. Il faut, par exemple, prévoir un mécanisme pour ramener la diode à son point de repos après la détection d'une impulsion. Le temps nécessaire à "réarmer" la diode tunnel implique que ce schéma de détection possède son propre temps de cohérence pour la discrimination de 2 impulsions proches. Ainsi, certains trajets, compris entre l'arrivée d'une impulsion et le réarmement de la diode, ne pourront pas alors être détectés, rendant difficile la mise en place de traitements efficaces des trajets multiples. La question est donc de savoir si la grande sensibilité de ce type de système est suffisante pour compenser l'absence de traitement multitrajet, tout en sachant que cette grande sensibilité s'obtient au prix d'un asservissement précis et relativement complexe de la diode.

### 4.3.2 Réalisation d'un détecteur à diode Schottky

Pour la réalisation de notre système, nous avons opté pour une solution en doubleur de tension construite sur une paire de diodes Schottky. Ces dernières sont moins sensibles qu'une diode tunnel, mais la simplicité de leur mise en œuvre pour un détecteur d'enveloppe, ainsi que les perspectives de faible consommation qu'elles laissent augurer expliquent ce choix. La figure 4.8 est le schéma électrique d'un détecteur à diode. Sur ce schéma, la source du signal correspond à une antenne qui est modélisée par son générateur équivalent. L'étage d'adaptation d'impédance précède le détecteur à diode proprement dit. Ce dernier est constitué de la diode, ainsi que d'un filtre passe bas formé par  $C_b$ ,  $R_L$  et  $C_A$ , où  $R_L$  et  $C_A$  modélisent l'impédance et la capacité de l'amplificateur vidéo.  $RFC_2$  et  $C_c$  permettent l'alimentation de la diode par son courant de polarisation. le terme "vidéo" fréquemment rencontré dans la littérature anglophone désigne le signal d'enveloppe.

Ce circuit devient un doubleur de tension en remplaçant l'élément  $RFC_1$  par une diode, conformément au schéma de principe de la figure 4.6.

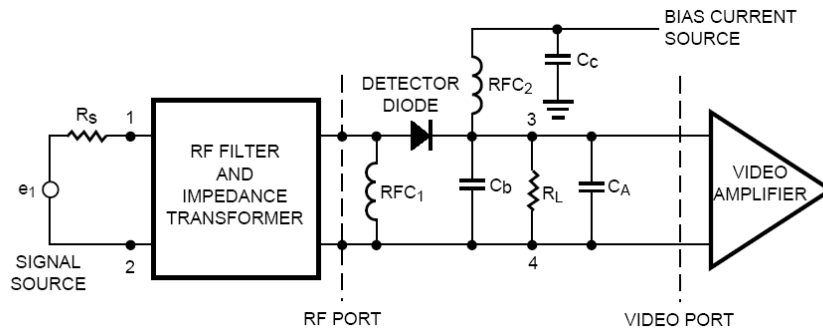


FIG. 4.8 – Schéma d'un détecteur à diode.

#### 4.3.2.1 Choix du point de polarisation

Plusieurs diodes peuvent servir de base à la réalisation d'un détecteur d'impulsion. Pour des raisons de disponibilité de la diode en elle-même mais aussi de son modèle de simulation pour le logiciel ADS, c'est une diode Agilent HMS-2862 qui a été choisie. Cette diode est capable de fonctionner avec des signaux porteurs de composantes spectrales jusqu'à 6 GHz et présente une sensibilité tangentielle de -55 dBm à 5,8 GHz si elle est polarisée pour un maximum de sensibilité. La sensibilité tangentielle est définie comme la puissance de signal en entrée pour laquelle le niveau bas de l'enveloppe est au même niveau que le niveau crête du bruit. La figure 4.9 représente le signal de sortie d'un récepteur qui est en limite de sensibilité tangentielle. Il est couramment admis que ce critère correspond à un rapport signal à bruit de l'ordre de 8 dB.

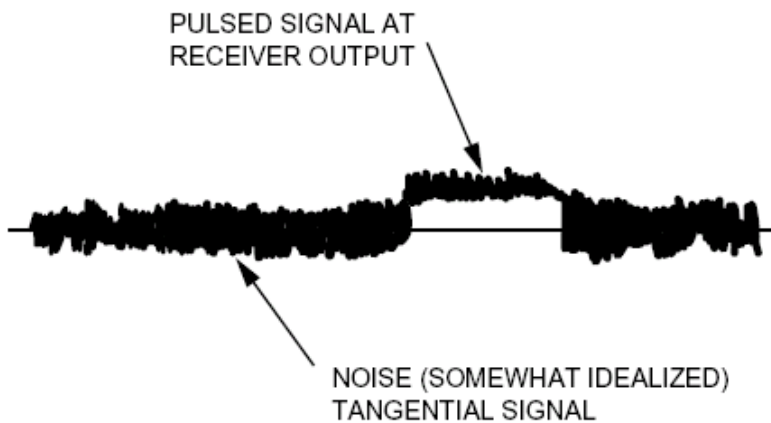


FIG. 4.9 – Sortie d'un détecteur travaillant à sa limite de sensibilité tangentielle.

Chaque diode présente un point de polarisation qui correspond à sa sensibilité maximale. Mais à ce point correspondent aussi différentes caractéristiques de la diode tels que le niveau de bruit propre, l'impédance d'entrée  $Z_{in}^{diode}$ , et sa résistance vidéo notée  $R_v$ , qui représente la part résistive de l'impédance de sortie de la diode. Comme le signal d'enveloppe est usuellement un signal à basse fréquence, seule cette part résistive est prise en compte. Le schéma équivalent, du point de vue du port RF et du port BF est donné par la figure 4.10. Si l'on se place sur la sortie

du signal d'enveloppe (fig 4.10c)  $R_v$  constitue l'impédance du générateur équivalent représentant le détecteur.

Tirée des spécifications techniques du composant, la figure 4.11 présente la variation de la sensibilité en fonction du courant de polarisation. Elle montre que la sensibilité maximale de la diode est atteinte avec un courant de polarisation de  $3\mu A$ .

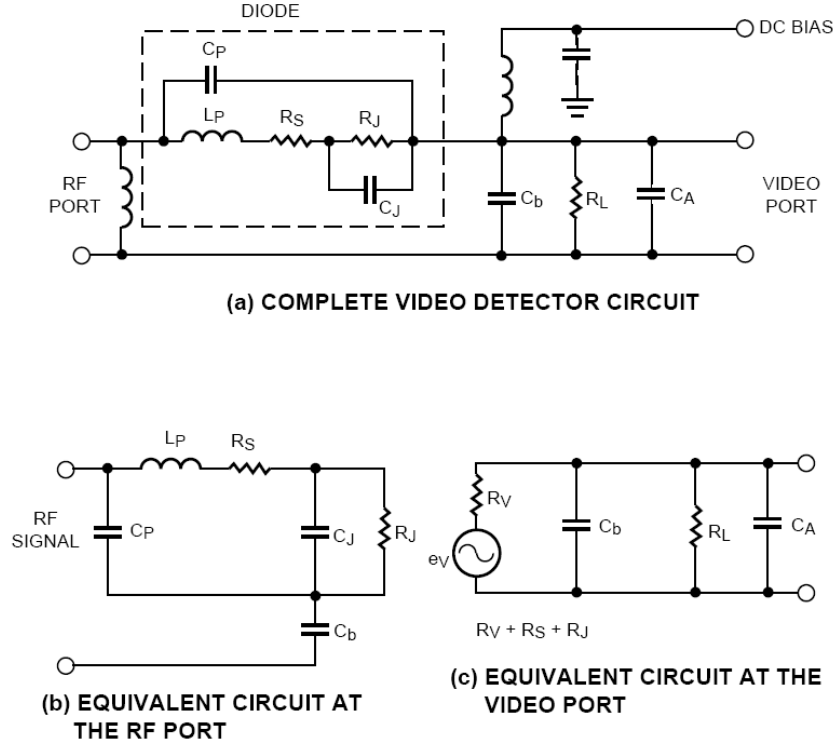


FIG. 4.10 – Schéma équivalent d'un détecteur à diode

La résistance vidéo  $R_v$  est la somme de la résistance de jonction  $R_j$  et de la résistance série  $R_s$ . Pour la diode HSMS-2862 que nous avons retenue,  $R_s$  vaut  $6\ \Omega$ . Par contre  $R_j$  varie suivant le courant de polarisation  $I_d$  de la diode. Les spécifications donnent pour  $R_j$  l'expression (4.1) dans laquelle le courant de saturation,  $I_s$ , vaut  $50\ \text{nA}$ .

$$R_j \approx \frac{0,026}{I_s + I_b} \quad (4.1)$$

La résistance vidéo est typiquement de l'ordre de  $5\ \text{k}\Omega$  à  $10\ \text{k}\Omega$ . Le signal de sortie est généralement suffisamment basse fréquence pour que cette impédance élevée ne pose pas de problème de conception. Toutefois, dans notre cas, l'enveloppe présente plusieurs centaines de Megahertz de bande passante.

Une application de l'expression (4.1) indique que ce courant de polarisation de  $3\ \mu A$  correspond à une résistance vidéo  $R_v$  de  $8,5\ \text{k}\Omega$ . On anticipe une capacité de sortie  $C_a + C_b$  de  $2\ \text{pF}$ <sup>20</sup> et on considère que la charge  $R_L$  est grande devant  $R_v$ . Il se forme alors un filtre passe-bas du premier ordre avec une fréquence de coupure de  $9,3\ \text{MHz}$ , ce qui est beaucoup trop faible étant données les caractéristiques du signal d'enveloppe.

<sup>20</sup>cette valeur correspond à la capacité d'entrée de la plupart des comparateurs trouvés sur le marché.

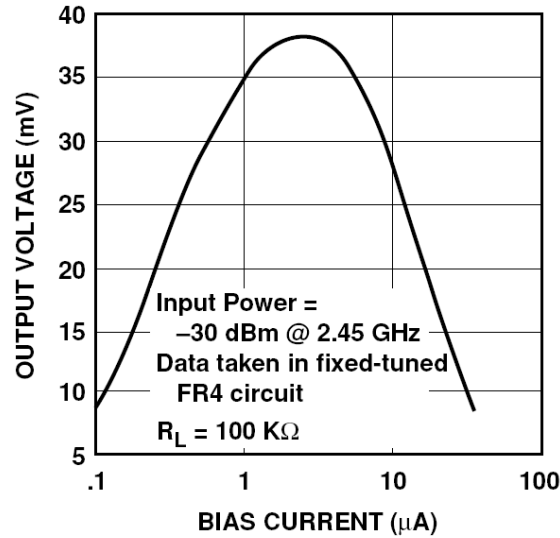


FIG. 4.11 – Tension de sortie en fonction du courant de polarisation.

Étant donnée sa valeur déjà très faible, il est matériellement impossible de diminuer de manière significative la valeur de la capacité de sortie. Ceci impose alors de diminuer la résistance  $R_v$ . L'expression (4.1) montre que l'augmentation du courant de polarisation permet de diminuer la résistance de jonction  $R_j$  et donc la résistance vidéo  $R_v$ .

Pour maximiser la détectabilité d'une impulsion, la bande de l'enveloppe (bande vidéo) doit être juste suffisante pour maximiser le rapport signal-à-bruit. Cette condition est satisfaite quand la fonction de transfert du filtre du détecteur correspond au profil du spectre du signal [41, 42]. Ainsi pour un filtre à réponse rectangulaire et une impulsion rectangulaire de durée  $T_w$ , la bande vidéo  $B_v$  doit être

$$B_v \cong 1/T_w \quad (4.2)$$

Dans le cas d'un filtre RC, le rapport signal-à-bruit maximal est habituellement obtenu quand la fréquence de coupure haute à -3dB  $F_{u(3dB)}$  vaut

$$F_{u(3dB)} \cong \frac{0,25}{T_w} \quad (4.3)$$

Dans notre cas, les impulsions durent 1 ns, ce qui conduirait à choisir  $F_{u(3dB)} = 250 \text{ MHz}$ . Les essais ont montré que l'adéquation entre le spectre de la forme d'onde et la fonction de transfert du filtre était meilleure pour  $F_{u(3dB)} = 325 \text{ MHz}$ , comme le montre la figure 4.12.

Dans l'hypothèse d'une capacité de charge de 2 pF, cette fréquence de coupure correspond à une résistance vidéo de 320  $\Omega$ . L'application de l'expression (4.1) indique que cette valeur requiert un courant de polarisation de 100  $\mu\text{A}$ . Cette adaptation fonctionne, mais se fait au détriment de la sensibilité de la diode qui, ainsi que le montre la figure 4.11, sera considérablement affectée. Il s'agit cependant de la seule solution permettant d'abaisser suffisamment la résistance vidéo pour que le filtre de sortie laisse passer le signal d'enveloppe.

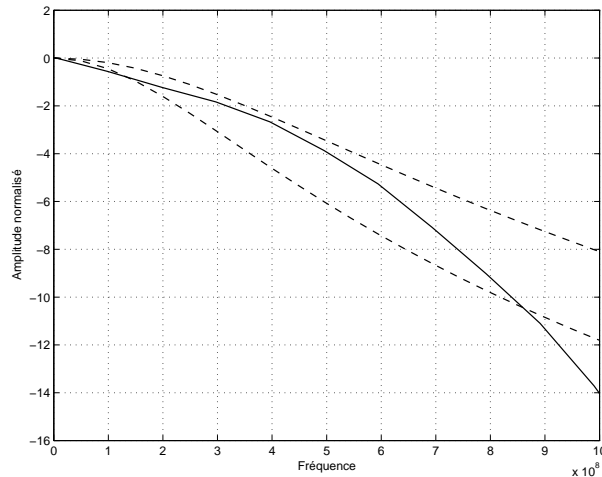


FIG. 4.12 – Spectre de l’enveloppe (trait plein) comparé aux fonctions de transfert de deux filtres RC ( $F_{u(3dB)} = 250$  et  $325$  MHz).

#### 4.3.2.2 Adaptation d’impédance

Les diodes Schottky présentent usuellement une impédance d’entrée  $Z_{in}^{diode}$  très élevée. Il est donc très difficile de les adapter à  $50 \Omega$  sur une bande large. Toutefois, le cas présent est simplifié : le fait de recourir à un montage doubleur de tension divise par deux l’impédance d’entrée. D’autre part, le fait d’accroître le courant de polarisation de la diode a aussi pour effet de diminuer cette impédance d’entrée.

Pour réaliser une adaptation d’impédance très large bande pour un détecteur à diode, la méthode la plus couramment utilisée est de câbler un shunt de  $50 \Omega$  entre l’entrée de la diode et la masse. Si elle a l’avantage de la simplicité, cette solution implique de perdre une partie de l’énergie en dissipation thermique dans le shunt. Avec une adaptation par un réseau réactif, on peut espérer augmenter la tension aux bornes de la diode et donc accroître un peu la sensibilité du dispositif.

Le point de polarisation de la diode étant fixé, son impédance d’entrée l’est également. L’impédance de la diode n’est documentée qu’au point de polarisation correspondant à une sensibilité optimale. Cette impédance reste toutefois accessible à d’autres points de fonctionnement via le modèle de simulation distribué par le fondeur. Il spécifie, à l’entrée des diodes de détection, l’impédance normalisée  $Z_{in} = 0.478 - j1.1$ . Un stub terminé en court circuit permet de ramener l’impédance d’entrée du montage à  $50 \Omega$  sans recourir à un shunt.

#### 4.3.3 Étage d’amplification RF

Afin d’atteindre notre objectif de faible consommation, il aurait été idéal de pouvoir se passer d’un amplificateur faible bruit (LNA pour *Low Noise Amplifier*) dans la chaîne RF. Mais la faible sensibilité du circuit de détection l’impose : les bilans de liaison établis au chapitre II montrent que le système doit être capable d’exploiter des impulsions d’un niveau de  $-75$  dBm alors que la sensibilité attendue du front-end est de l’ordre de  $-25$  dBm, soit  $50$  dB à compenser. Cette valeur de  $-75$  dB est issue du bilan de liaison établi dans la section 2.3.1 et correspond à la puissance d’une impulsion reçue à  $30$  m dans le cas NLOS.

Toutefois, concevoir un LNA pour un signal UWB impulsif ne fait pas partie de nos

objectifs. Des produits commerciaux ont montré qu'il était tout à fait possible d'amplifier dans de bonnes conditions un signal impulsionnel. En recherchant le meilleur compromis entre gain et consommation, le circuit MGA 85563 d'Agilent a été sélectionné. Il procure un gain de 17,5 dB à 4 GHz pour une consommation de 14 mA, tout en présentant une bonne figure de bruit (1,6 dB). Le gain manquant peut ensuite être apporté par un second et éventuellement un troisième étage d'amplification. Toutefois, dans notre approche, nous en resterons à un seul amplificateur, et assimilerons le gain manquant à des pertes de propagation additionnelles en considérant que la distance de liaison est plus grande que la distance réelle. Ainsi, les 32,5 dB manquants, reviennent à simuler une portée 42 fois plus grande que la portée mesurée entre l'émetteur et le récepteur.

Bien sûr, cette démarche n'est valable qu'à titre de prototypage. Si la réalisation d'un produit fini est envisagé, il faudrait trouver un moyen de procurer ce gain d'une manière plus élégante et plus économique. Mais il faut noter que la firme américaine AetherWire, spécialisée dans les systèmes UWB, a déjà annoncé avoir réalisé un amplificateur faible bruit présentant 60 dB de gain. D'autres réalisations intéressantes basées sur des technologies SiGe ou CMOS ont également été annoncées [43].

### 4.3.4 Réalisation d'un prototype

#### 4.3.4.1 Réalisation du circuit

Le circuit sera réalisé sur un substrat Teflon de 0,8 mm d'épaisseur, caractérisé par sa constante diélectrique  $\varepsilon_r = 2,2$ .

Dans un premier temps, un schéma électrique idéal est simulé avec le logiciel Agilent ADS, ce qui permet d'une part de tester le schéma électrique de principe et de valider les choix faits précédemment. D'autre part il détermine aussi une limite supérieure aux performances atteignables. Il devient alors possible de chiffrer la dégradation de performance lorsqu'on passe dans le cas réel, et ainsi de chercher à la minimiser. Ces premières simulations montrent que le schéma retenu réalise effectivement une détection quadratique, malgré la grande largeur de bande des impulsions que nous utilisons. Comme le circuit est idéal, le filtre passe bas placé après la mise au carré est maîtrisé et fonctionne correctement. Dans ce cas idéal, la sensibilité mesurée est de l'ordre de -30 dBm.

La démarche est donc maintenant de transformer chaque bloc idéal (inter-connexion, circuit de polarisation) en un ensemble de composants réalistes tout en minimisant la dégradation de performance.

Après l'antenne, le signal RF passe à travers un préamplificateur MGA 85563 présentant 17 dB de gain pour un facteur de bruit typique de 2dB . Ce module est adapté d'origine à 50  $\Omega$  en entrée et sortie. Son alimentation se fait via une résistance de forte valeur afin de limiter les remontées de courant RF dans l'alimentation.

La polarisation de la diode sera assurée par une résistance de 47k $\Omega$  sous 5 Volts. Cette forte valeur sera suffisante pour empêcher la remontée de courant RF vers l'alimentation, sans avoir à recourir à un élément inductif. Le signal reçu est centré sur  $F_c = 4GHz$ , mais la mise au carré du signal introduit une composante à  $2 \times F_c$ , soit 8 GHz. Ainsi, l'ensemble des composants situés après la diode (capacité d'isolation de composante continue, injection du courant de polarisation et filtre passe bas) ont été placés au plus proche de la diode, de sorte que les longueurs de piste restent négligeables devant la longueur d'onde  $\lambda = 7.5cm$ . En aval du filtre passe-bas, il ne reste plus que l'enveloppe du signal, dont la bande passante à -3dB va du continu jusqu'à 320 MHz. Le tracé des pistes est donc nettement moins critique en aval du filtre passe bas.

L'adaptation de l'impédance d'entrée du détecteur à 50  $\Omega$  est assurée par un stub rectan-

gulaire mis à la masse en son extrémité. En simulation cette adaptation présente une bande passante à -10 dB de S11 de l'ordre de 500 MHz (figure 4.13). C'est assez peu au regard du signal attendu. Néanmoins, des essais ont été réalisés avec d'autres schémas d'adaptation, sans apporter de résultats plus convaincants. Le seul système aboutissant à une adaptation suffisamment large bande est l'utilisation d'un shunt de  $50 \Omega$  en parallèle avec la diode. Toutefois, les simulations ont montré que la meilleure adaptation que procure ce principe ne permet pas de compenser la perte d'énergie dans le shunt. C'est pour cette raison que l'utilisation du stub a été conservée.

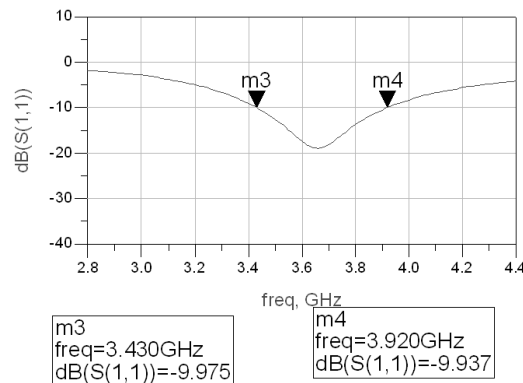


FIG. 4.13 – S11 à l'entrée du détecteur à diode (simulation)

#### 4.3.4.2 Résultats de simulation et de mesure

Une fois l'ensemble du circuit ainsi spécifié, il est possible d'en faire une simulation réaliste. Les impulsions produites par l'émetteur décrit dans le chapitre 3, capturées et échantillonnées par un oscilloscope numérique à échantillonnage rapide, sont injectées en entrée du détecteur. Une simulation temporelle avec un pas très fin (20 ps) donne accès à la réponse du détecteur à ces impulsions. La figure 4.14 montre les tensions mesurées à l'entrée du récepteur, à l'entrée des diodes et en sortie du détecteur. Les courbes indiquent, dans ce cas de fort rapport signal-à-bruit, que le détecteur remplit sa fonction, puisqu'en sortie du récepteur, le signal d'enveloppe est reconstitué et surtout la brusque variation de la tension de sortie permet d'attaquer un comparateur.

La comparaison des deux courbes du haut indique que l'utilisation d'un stub comme adaptateur d'impédance est efficace car elle augmente de moitié la tension en entrée du détecteur. Comme ce détecteur travaille en tension, cela a pour effet d'augmenter la sensibilité du dispositif. Cette dernière reste cependant faible : il a été constaté que si le signal d'entrée était inférieur à une dizaine de mV, le système n'avait plus un comportement satisfaisant. En conséquence, si l'on fixe cette valeur de 10 mV comme seuil de sensibilité et sachant que l'impédance d'entrée du récepteur est de  $50 \Omega$ , cela correspond à une puissance minimale détectable de -27 dBm. Nous pouvons donc dire qu'en simulation, ce circuit fonctionne correctement, mais uniquement avec des signaux puissants.

Une fois le circuit réalisé, le bon fonctionnement du système en tant que détecteur quadratique s'est avéré correct. Mais sa faible sensibilité a, elle aussi, été confirmée. Elle est même pire



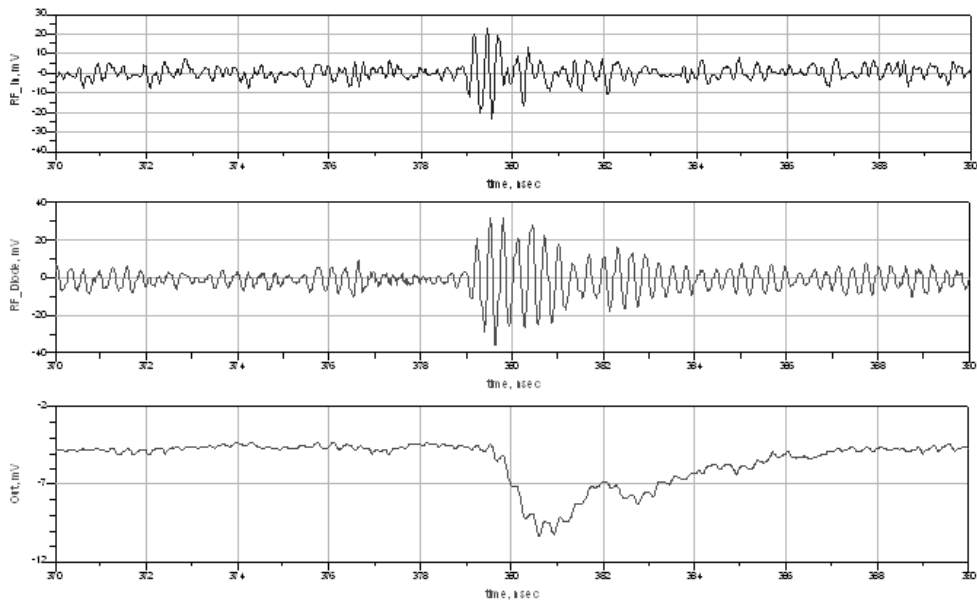


FIG. 4.14 – En haut : signal RF en entrée de détecteur. Au milieu : signal RF à l’entrée des diodes. En bas : signal d’enveloppe en sortie de détecteur.

qu’attendue puisqu’elle est plutôt de l’ordre de - 20 dBm, même si aucune mesure précise n’a pu être réalisée. Une sensibilité si réduite paraît extrêmement faible au regard de ce que peut afficher un récepteur superhétérodyne. Toutefois, pour ce dernier type de récepteur, un gain très important est apporté par l’amplificateur RF et les deux amplificateurs FI, sans compter en plus le gain de conversion, puisque les oscillateurs locaux apportent également de l’énergie au signal. Dans notre cas, le détecteur n’est alimenté que par son courant de polarisation soit  $100\mu A$ . Tout le problème n’est donc pas la faible sensibilité du détecteur, mais surtout le fait que tout le gain doit être apporté sur le signal RF, c’est-à-dire là où il est le plus difficile à obtenir.

#### 4.3.5 Moyens de protection contre les interférences

Les essais réalisés, tant avec le détecteur qu’avec un oscilloscope à échantillonnage rapide l’ont montré : un système UWB impulsionnel (UWB-IR) est vulnérable aux interférences venues des émetteurs à bande étroite. Les puissances en jeu sont tellement incomparables qu’un émetteur bande étroite sature très vite un système de radio impulsionnelle. La protection du récepteur UWB-IR contre les interférents hors-bande peut être assurée par un filtre de bande placé à l’entrée de l’étage RF du récepteur. Les essais réalisés avec des filtres commerciaux ont donné entière satisfaction.

Le problème des signaux interférents dans la bande est plus délicat à traiter. Dans le cas de cette étude, il est toutefois imaginable de filtrer l’enveloppe du signal. En effet un signal à bande étroite interférant sera vu, après détection d’enveloppe, soit comme un signal continu si son

enveloppe est constante, soit comme un signal variant au rythme symbole dans le cas contraire. Or, ce rythme symbole dépasse rarement quelques Megahertz. En conséquence, un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est de cet ordre permettrait d'atténuer fortement le signal à bande étroite. Une partie minime, mais non négligeable, de l'énergie du signal utile serait également perdue dans ce filtrage. Cette protection se ferait donc au détriment de la sensibilité. Il y a donc un compromis à trouver sur la fréquence de coupure du filtre passe haut entre qualité de la protection et baisse de la sensibilité.

## 4.4 Numérisation de l'enveloppe du signal

Comme explicité dans la partie 4.2.3.1, la transformation du signal analogique en information numérique est faite grâce à un comparateur au fonctionnement asynchrone. L'enveloppe du signal reçu est comparée à un seuil et chaque dépassement de ce seuil est daté par la capture de l'état d'une base de temps. Les traitements numériques reçoivent alors en entrée un vecteur de dates de franchissement du seuil. L'étude complète de cette base de temps n'est pas faite dans le cadre de cette thèse, faute de temps, mais son implémentation est abordée dans le paragraphe 4.7.2.

### 4.4.1 Réalisation de la comparaison

Du fait du gabarit des filtres analogiques utilisés, les impulsions du signal d'enveloppe ont théoriquement une durée de 3 nanosecondes, mais il s'agit là de la durée de l'impulsion par rapport à la valeur 0 Volt. Or, la durée de l'impulsion à prendre en compte est le temps pendant lequel l'enveloppe excède le seuil de comparaison, qui peut être beaucoup plus court, suivant le positionnement du seuil et l'amplitude de l'impulsion. Plus le comparateur est rapide, et donc capable de détecter de brèves impulsions, mieux le système fonctionnera.

Une étude de l'offre de différents fabricants de circuits pour des comparateurs à haute vitesse a montré que cette comparaison était tout à fait réalisable. A titre d'exemple, la société Maxim propose le MAX 9600 qui est un comparateur en technologie ECL. Ce composant est spécifié pour un temps de propagation de 500 ps, ce qui lui permet de suivre un signal jusqu'à 4 Gbps et de détecter des impulsions aussi brèves que 250 ps. De plus, les entrées sont à très haute impédance, ce qui permet de l'utiliser aisément avec le détecteur à diode dont la sortie est à haute impédance. Ces spécifications sont amplement suffisantes pour notre usage.

Le positionnement du seuil se fait via un convertisseur numérique analogique géré par la logique du récepteur. Ce convertisseur doit présenter une bonne résolution, au moins de l'ordre du millivolt, et une très bonne stabilité. Il n'y a pas d'impératif particulier lié à la vitesse de fonctionnement du circuit. La dynamique requise est faible puisqu'au vu des simulations de l'étage frontal RF, on établit que le seuil de comparaison évoluera sur une gamme allant de 1 à 25 mV. Sur une telle plage, un simple convertisseur 8 bits offre déjà une résolution de  $100\mu V$ . Il n'y a donc pas de verrou particulier à attendre sur ce point.

### 4.4.2 Le positionnement du seuil de comparaison

Dans tout ce qui précède, nous avons posé l'hypothèse qu'un front montant en sortie du comparateur correspond à l'arrivée d'une impulsion. En conséquence, le seuil de comparaison doit être suffisamment bas pour détecter toutes les impulsions, même celles de faible amplitude, mais suffisamment haut pour ne pas générer de fausses alarmes causées par les pics de bruit.

Dans les situations à fort rapport signal-à-bruit, les impulsions sont nettement au dessus du bruit. Il suffit de placer ce seuil pour que la probabilité qu'un pic de bruit l'excède soit faible.

Comparativement, les impulsions étant puissantes, elles franchiront le seuil sans problème. La plage de position de seuil donnant de bons résultats est comprise entre le maximum du bruit et le minimum des impulsions. Si le rapport signal à bruit est bon, cette plage est importante et un algorithme de positionnement de seuil relativement grossier peut donner de bons résultats.

Mais lorsque le rapport signal-à-bruit se dégrade, la zone de positionnement optimale devient plus étroite et le bon positionnement du seuil de comparaison devient alors crucial. S'il est placé trop haut, seule une faible part des impulsions sera détectée. Dans le cas contraire, les fausses alarmes risquent d'une part de dépasser les capacités de traitement du système. D'autre part ces fausses détections vont faire apparaître des impulsions là où il n'y en avait pas, posant de fait un problème pour la démodulation OOK. Le seuil idéal est le point d'équilibre entre ces deux extrémités.

Selon la phase de la communication, le positionnement du seuil doit permettre les deux modes de fonctionnement suivants :

- **Détection d'une trame** : lorsque le récepteur est en veille et qu'une trame arrive, le récepteur doit avant tout détecter cette activité sur le canal, puis tenter de se synchroniser sur ce signal. Durant cette phase, le récepteur travaille sur l'entête de synchronisation, dans laquelle tous les chips sont à l'état "1". Pour réussir au mieux cette phase, le récepteur doit minimiser la probabilité de manquer une impulsion présente, même si cela se fait au prix de l'augmentation de la probabilité de fausse alarme. Mais il doit également minimiser sa consommation électrique, ce qui impose justement de limiter le taux de fausse alarme.
- **Démodulation OOK** : dans cette phase, les impulsions sont porteuses d'information modulée en OOK. Par rapport à la phase précédente, il est donc tout aussi important de détecter la présence d'une impulsion que de détecter son absence. Il faut donc que le positionnement du seuil permette d'équilibrer les probabilités de fausse alarme et de détection manquée.

Dans les sections suivantes, sont présentées les différentes techniques de positionnement de seuil que nous avons évaluées ou développées.

#### 4.4.2.1 Positionnement de seuil à nombre de déclenchements fixe

##### Principe

Ce système, le plus simple de ceux testés, repose sur la connaissance du nombre d'impulsions transmises par intervalle de temps. Le seuil est alors abaissé d'une valeur  $\Delta V$  à chaque itération, jusqu'à ce qu'il permette la détection du nombre d'impulsions attendu. Dans notre cas, le système aura donc pour objectif d'obtenir 8 déclenchements par temps symbole durant l'entête de synchronisation puis 4 lors de la démodulation des données.

##### Résultats de simulations

Rapide et simple à mettre en place, ce système de positionnement de seuil se révèle très vulnérable au bruit : ce principe ne fonctionne correctement que si les impulsions sont bien au-dessus du bruit. Dans le cas contraire, le positionnement du seuil est maintenu artificiellement trop haut. Cette logique de positionnement de seuil renonce au gain de fenêtrage puisque via le positionnement du seuil, le système est vulnérable aux pics de bruit à tout instant, alors même qu'il est synchronisé.

Toutefois, avec un rapport signal-à-bruit correct et un canal mono-trajet à bruit additif blanc Gaussien, ce principe donne de très bons résultats. Il reste par contre incapable de détecter le début d'une trame puisque, si les impulsions ne sont pas présentes (pas de signaux émis) il sélectionnera les 8 pics de bruits les plus forts et les traitera comme des impulsions.

Les trajets multiples perturbent également ce principe de positionnement de seuil, en particulier dans les cas NLOS, où les trajets sont nombreux et parfois d'amplitude proche. Il arrive donc que l'algorithme n'arrive pas à les différencier et ne parvienne pas à détecter le nombre de déclenchements attendu. Pour obtenir un fonctionnement correct en présence de trajets multiples, il faut ré-évaluer l'objectif du nombre de déclenchements en fonction du nombre de trajets présents. Dans la pratique, une consigne de détection comprise entre 3,5 et 4,5 fois le nombre d'impulsions émises permet d'atteindre des performances acceptables dans la plupart des situations. L'examen des courbes de taux d'erreur binaire montre cependant qu'il existe un rapport signal-à-bruit en dessous duquel les performances se dégradent très brutalement.

Enfin, lorsque l'objectif du nombre de déclenchements est très élevé (plusieurs centaines par symbole), ce principe permet de positionner un seuil très bas, utile dans une logique de recherche de trajets multiples et/ou du trajet direct <sup>21</sup>(souvent fortement affaibli). Dans ce cas, un algorithme de traitement des déclenchements dus au bruit est nécessaire (cf. section 4.5.7).

#### 4.4.2.2 Positionnement de seuil à probabilité de fausse alarme constante

##### Principe de fonctionnement

Connu sous le nom de CFAR (Constant False Alarm Rate), ce principe consiste à déterminer le nombre maximal de déclenchements sur des pics de bruit (fausses alarmes) que le système peut tolérer tout en satisfaisant les performances attendues. Alors que seul le bruit est présent, le récepteur exécute une phase de calibration durant laquelle il va déterminer, par exemple par dichotomie, le seuil correspondant à ce nombre maximal de fausse alarme. La valeur de seuil ainsi obtenue correspond à la meilleure sensibilité possible pour un taux d'erreurs fixé. Cette technique, couramment utilisée dans le monde du radar [44, 45] semble transposable à la radio impulsionnelle.

La phase de calibration consiste à compter le nombre de déclenchements par intervalle de temps  $T_{cal}$ , alors que le récepteur ne reçoit que du bruit, puis à augmenter ou diminuer la tension de seuil d'une valeur  $\Delta V$  si ce nombre est supérieur ou inférieur à la valeur de consigne. Si le temps  $T_{cal}$  est grand et la valeur  $\Delta V$  petite, ce positionnement prendra plus de temps. À l'inverse, si ces valeurs sont plus faibles, l'opération sera plus rapide, mais aussi plus imprécise. Enfin, une fois le critère satisfait, le récepteur peut fonctionner.

##### Du radar à la communication

Dans une utilisation de type "radar", la transmission et la réception de l'impulsion sont maîtrisées par le même équipement. La phase de calibration du récepteur CFAR peut alors être faite en écoutant le canal. Dans le cas d'une utilisation en communication, le récepteur ne peut pas se fier à son écoute du canal puisqu'il n'a pas d'information à priori sur l'état de ce dernier. Comme le bruit présent sur le signal de réception est essentiellement lié au bruit thermique du récepteur, débrancher l'antenne pour connecter l'entrée du récepteur à une charge 50 Ohms est donc une façon simple de s'assurer que seul du bruit est présent en entrée du récepteur.

La phase de calibration peut être assez longue. Il est cependant possible de l'accélérer. Le bruit thermique varie uniquement en fonction de la température du système. Cela signifie que, pour une tension de seuil de référence, la mesure du nombre de déclenchements pendant la durée  $\Delta V$  reflète la température du système. Une table d'étalonnage, réalisée à la fabrication, peut indiquer le seuil de comparaison à adopter en fonction de la température mesurée. Dans le cas où cette méthode ne permet pas d'atteindre le taux de fausse alarme de consigne, il peut rapprocher

<sup>21</sup>pour une mesure de distance par estimation du temps de vol.

le seuil de comparaison de sa valeur finale pour accélérer nettement le temps de réglage du seuil par rapport à l'approche purement dichotomique. D'autre part, pour éviter que le récepteur ne soit *sourd* du fait de la déconnexion de l'antenne, il est possible d'utiliser une seconde diode, jumelle de la première et couplée thermiquement avec elle, mais non connectée à l'antenne. Cette seconde diode sert aux mesures du taux de fausse alarme, et son point de polarisation est répliqué sur la diode utilisée en réception.

### Détermination du taux de fausse alarme cible

Pour un récepteur CFAR, la consigne du taux de fausse alarme va fixer la performance du système. Dans les données transmises, chaque symbole est codé sur 8 chips qui se décomposent en 4 impulsions émises et 4 non-émissions (cf 2.2.4.2). Pour provoquer une erreur sur le symbole, il faut altérer au moins 4 de ces chips. Dans le cas d'un détecteur CFAR, on s'intéresse uniquement aux fausses alarmes, donc aux pics de bruit interprétés comme des impulsions. Le seuil est placé à la limite la plus basse possible pour satisfaire le critère de fausse alarme. Il sera donc suffisamment bas pour que le nombre d'impulsions non détectées reste faible devant les fausses alarmes. Si le rapport signal-à-bruit est "confortable", les erreurs seront en effet causées par 4 fausses alarmes dans le même symbole. Si le rapport signal à bruit se dégrade, le seuil n'est pas modifié, et la marge de réserve entre le seuil et le maximum des impulsions diminue, laissant apparaître alors un risque non nul de ne pas détecter certaines impulsions. Ce phénomène n'est pas pris en compte dans ce qui suit.

Pour fixer le taux de fausse alarme cible, il est nécessaire d'établir une relation entre taux d'erreur binaire et taux de fausse alarme.

Comme pour provoquer une erreur sur le symbole, il faut que 4 chips ou plus soient en erreur, la probabilité d'erreur  $P_{err}$  est donc la somme des probabilités des événements suivants :

- 4 chips erronés :  $P_{err4}$
- 5 chips erronés :  $P_{err5}$
- 6 chips erronés :  $P_{err6}$
- 7 chips erronés :  $P_{err7}$
- 8 chips erronés :  $P_{err8}$

On pose  $P_{fa}$  la probabilité de fausse alarme et  $P_m$  la probabilité de manquer une impulsion. La probabilité  $P_{err4}$  d'avoir 4 chips erronés sur un symbole vaut donc la somme des probabilités des événements suivants :

- 4 fausses alarmes  $P_{40}$
- 3 fausses alarmes et 1 fausse détection  $P_{31}$
- 2 fausses alarmes et 2 fausses détections  $P_{22}$
- 1 fausse alarme et 3 fausses détections  $P_{13}$
- 4 fausses détections  $P_{04}$

Le même détail des cas doit être établi pour les différentes situations pouvant aboutir à 5, 6, 7 et 8 chips en erreur.

Nous voyons ici que le nombre de cas, qui ne se simplifient pas, à prendre en compte est relativement important. Toutefois, dans le contexte du détecteur CFAR, nous pouvons supposer que la probabilité de manquer une impulsion transmise est faible devant la probabilité de fausse alarme, et donc négliger  $P_m$  devant  $P_{fa}$ . Dans ce cas, la probabilité d'erreur sur un symbole peut

s'exprimer comme suit :

- 4 chips erronés :  $P_{err4} = P_{fa}^4$
- 5 chips erronés :  $P_{err5} = P_{fa}^5$
- 6 chips erronés :  $P_{err6} = P_{fa}^6$
- 7 chips erronés :  $P_{err7} = P_{fa}^7$
- 8 chips erronés :  $P_{err8} = P_{fa}^8$

Il n'y a que 4 absences d'impulsion par symbole. En conséquence il est impossible d'avoir plus de 4 fausses alarmes. Mais lorsque cette situation se produit, le système est incapable de prendre une décision puisque le symbole reçu, constitué uniquement de chip à "1", est à équidistance des deux symboles existants, ce qui entraîne une erreur systématique et non dans un cas sur deux. La probabilité d'erreur d'un symbole est donc donnée par l'expression suivante :

$$P_{err} = 2 * P_{fa}^4 \quad (4.4)$$

Le taux d'erreur binaire au-delà duquel on considère que la liaison n'est plus considérée comme exploitable est fixé à  $10^{-4}$ . La figure 4.15 présente la courbe du taux d'erreur binaire en fonction du taux de fausse alarme obtenue d'après (4.4). Afin d'obtenir un taux d'erreur binaire de  $10^{-4}$ , il faut prendre pour consigne le taux de fausse alarme 0,08. Comme les fenêtres d'écoute durent une nano-seconde, cela signifie que, lorsque le système ne reçoit aucun signal, seules 102 des 1280 fenêtres comprises dans un temps symbole doivent être vues comme contenant une impulsion.

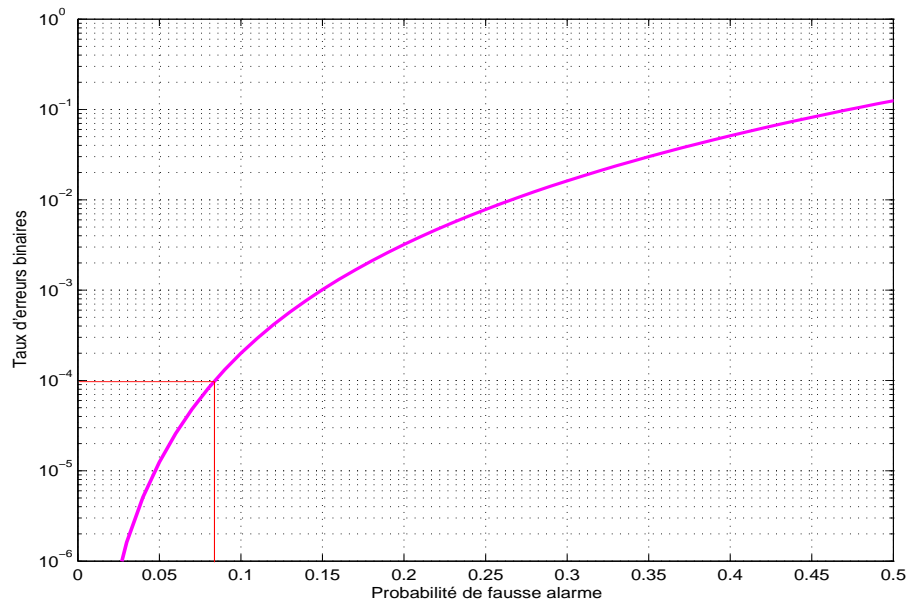


FIG. 4.15 – Taux d'erreur binaire en fonction de la probabilité de fausse alarme du détecteur CFAR.

### 4.4.2.3 Proposition d'un positionnement adaptatif de seuil

#### Principe

Le seuil de comparaison obtenu grâce au principe CFAR permet de détecter un début de trame et d'acquérir la synchronisation. Une fois le système synchronisé, il est en mesure de placer ses fenêtres d'écoute exclusive en fonction du code de saut et de la synchronisation. Par ailleurs, durant la phase de communication, la moitié des chips est à l'état "1" et l'autre à "0" quel que soit le symbole binaire transmis. On peut alors imaginer une nouvelle stratégie d'asservissement ayant comme critère la détection d'une impulsion dans seulement 50% des fenêtres de réception d'un même symbole.

#### Mise en œuvre

Pour chaque temps symbole, le seuil sera dynamiquement adapté de manière à détecter un déclenchement sur la moitié des fenêtres d'écoute.

Le système repose sur une double boucle d'asservissement dans lesquelles il rentre simultanément si le nombre de déclenchements dans les fenêtres ne correspond pas aux valeurs de consigne. Dans la première boucle, le seuil de départ est décrémenté d'une valeur  $\Delta V_m$  à chaque itération jusqu'à obtenir satisfaction du critère du nombre de déclenchements. Dans la seconde, le seuil de départ est incrémenté d'une valeur  $\Delta V_p$  à chaque itération.

Cette évolution à double sens est importante. D'ordinaire, un nombre de déclenchements plus faible qu'attendu indique un seuil de comparaison trop élevé. Cependant, si le seuil est plus bas que le niveau bas du signal, le seuil de comparaison sera dépassé durant toute la fenêtre d'observation et le comparateur ne détectera donc aucun front montant. Dans ce cas de figure, la mesure corrective est de remonter le seuil alors même que le nombre de déclenchements mesuré est plus faible que prévu. Il n'est donc pas possible de régir le sens d'évolution du seuil en fonction du nombre de déclenchements observés. Ce diagnostic a été confirmé en simulations.

D'autre part, des valeurs minimale et maximale sont fixées afin d'empêcher le système d'entrer dans une boucle sans fin. Si les boucles atteignent ces bornes, elles repartent dans l'autre sens après addition/soustraction de  $\frac{\Delta}{2}$  à leur seuil courant. Sans ce  $\frac{\Delta}{2}$ , les boucles parcourraient les mêmes valeurs discrètes de leur seuil respectif, pour un même constat d'échec.

## 4.4.3 Résultats de simulation

### 4.4.3.1 Outils et conditions de simulation

Le simulateur sur lequel repose l'ensemble des simulations des traitements numériques, a été développé en C orienté-objet. Il permet de simuler un système complexe d'émission avec plusieurs utilisateurs possibles, ayant des formes d'onde, des canaux de propagation (etc.) différents. Plusieurs schémas de modulation sont utilisables, avec leur chaîne de réception associées.

Lors de la mise au point, les fenêtres de réception ont été paramétrées à une durée de 1,5 nanosecondes. En conséquence, le nombre de fenêtres de réception présentes dans un temps symbole devient 853 et la consigne de calibration du récepteur CFAR de 8% se traduit par 68 déclenchements de bruit par temps symbole. En théorie, avec cette consigne, le système doit fournir un TEB de  $10^{-4}$  tant que le rapport signal-à-bruit le permet (cf. figure 4.15). Puisque l'ensemble de la chaîne de transmission présente un gain de traitement de 29 dB<sup>22</sup>, et que le RSB à la prise de décision requis pour un tel TEB est de 11,4 dB, la valeur limite du RSB à l'antenne est donc -17,6 dB.

<sup>22</sup>composés de 9 dB provenant de la répétition de 8 impulsions par symbole et 20 dB de gain de fenêtrage

#### 4.4.3.2 Performances du positionnement de seuil CFAR

Des simulations sont faites avec cette consigne de 1 déclenchement par tranche de 10 ns, sur du bruit dans un canal parfait à bruit blanc additif gaussien, calibration faite sur 10 temps symbole. Pour chacun de ces temps symbole, l'algorithme de positionnement va chercher et trouver un seuil qui satisfasse la valeur de consigne (plus ou moins 5%), puis retiendra comme seuil la valeur moyenne des 10 seuils trouvés.

La première chose à faire est de valider la relation entre la probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$  et le taux d'erreur binaire. Dans ce but, une première étape est de mesurer le TEB pour différentes valeurs de probabilité de fausse alarme, à RSB constant et égal à 13 dB. Ce dernier correspond à un rapport signal-à-bruit à l'antenne -16 dB, soit une marge de 1,6 dB par rapport à la valeur limite calculée dans la section précédente.

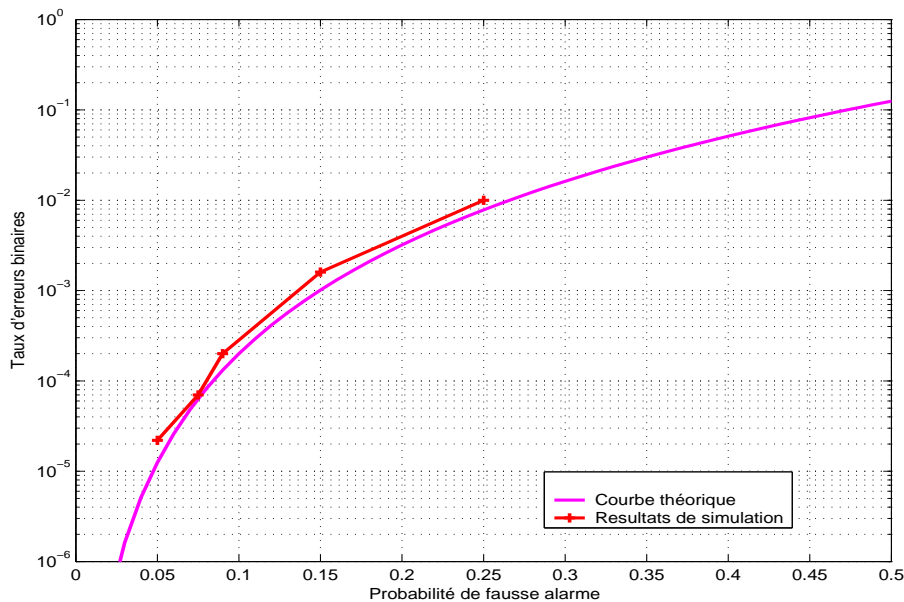


FIG. 4.16 – Simulation du taux d'erreur binaire en fonction de la probabilité de fausse alarme.

La figure 4.16 montre la concordance entre le résultat de cette simulation et la courbe théorique donnée par l'expression 4.4 sur une portion de la courbe. L'écart observé s'explique par le fait que la relation 4.4 repose sur l'hypothèse selon laquelle les détections manquées sont en nombre négligeable devant les fausses alarmes. Étant donné le rapport signal-à-bruit relativement confortable, cette hypothèse est vérifiée puisque le début de la courbe (faible TEB) est conforme. Cependant, lorsque  $P_{fa}$  augmente le seuil peut être tellement bas que l'impulsion n'est pas détectée. En effet, l'arrivée d'une impulsion est détectée par un franchissement de seuil, donc un front montant de l'état "0" vers l'état "1". Or si le seuil est déjà franchi sur l'ensemble de la fenêtre de réception par le simple effet du bruit, le surcroît d'énergie apporté par l'impulsion ne sera pas détecté et aucun front montant n'apparaîtra. Il est donc plausible que le nombre d'impulsions manquées ne soit plus négligeable. L'analyse des résultats de simulation montre que le taux de détection manquée varie entre 10 et 20 % suivant le rapport signal à bruit. Il est donc nettement minoritaire dans le nombre d'erreur chip, mais non négligeable.

La figure 4.16 montre également l'impact du positionnement du seuil sur la performance du



système : la seule variation de ce paramètre peut, à rapport signal-à-bruit constant, conditionner un TEB de  $2.10^{-5}$  ou  $10^{-2}$ .

La seconde simulation consiste à calculer le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal-à-bruit, pour une probabilité de fausse alarme constante. Ceci permet de tracer une courbe de performance et de la comparer aux performances théoriques d'une modulation OOK, comme le montre la figure 4.17.

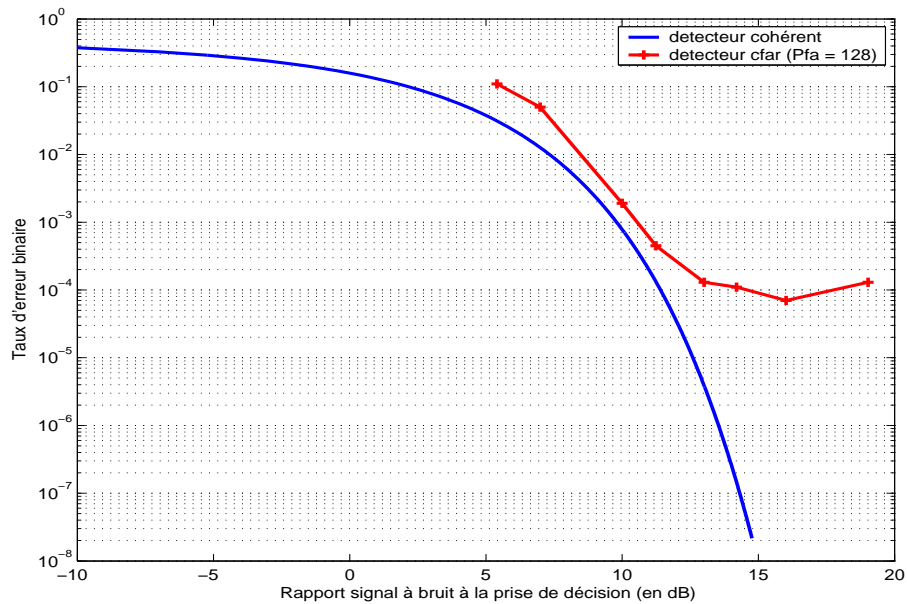


FIG. 4.17 – Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal-à-bruit, à probabilité de fausse alarme constante (0.8)

Sur la figure 4.17, un phénomène de TEB plancher apparaît, induit par cette stratégie basée sur une probabilité de fausse alarme constante.

Par ailleurs, lors de cette simulation, il est apparu un fort déséquilibre des erreurs : en moyenne 85% des erreurs sont commises sur des symboles "0" qui sont interprétés comme des "1". Ceci provient au moins en partie du système de prise de décision sur lequel nous reviendrons ultérieurement.

#### 4.4.3.3 Performances comparées des 2 stratégies

Par la simulation, nous avons voulu comparer les performances d'une stratégie de détection CFAR et par positionnement de seuil adaptatif. Le résultat est consigné sur la figure 4.18, où apparaît également la courbe théorique.

L'amélioration des performances apportée par le récepteur à positionnement de seuil adaptatif est patent. D'une part le plancher de TEB à  $10^{-4}$  disparaît, ce qui est logique puisqu'il était lié à l'approche spécifique du détecteur CFAR. D'autre part, dès que le rapport signal-à-bruit est correct (à partir de 11,5 dB) la courbe de ce récepteur rejoint la courbe théorique. Ainsi, à 13 dB le taux d'erreur est de  $2,5.10^{-6}$ , là où le détecteur CFAR présente un TEB de  $1.3.10^{-4}$ . La proximité de la courbe calculée et de la courbe théorique reste toutefois à considérer avec précaution : du

fait des temps de simulations pour ces valeurs de taux d'erreur, le nombre d'erreur recueilli reste faible.

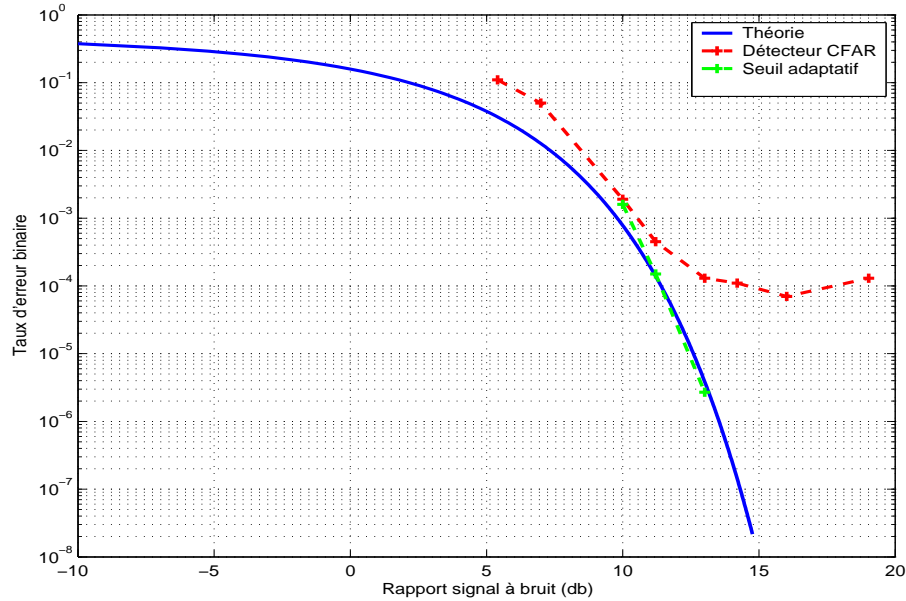


FIG. 4.18 – Comparaison des performances d'un récepteur CFAR et du positionnement de seuil adaptatif.

En dehors de la comparaison des performances qui peut être faite en observant la figure 4.18, il convient d'apporter des nuances à la stratégie de positionnement de seuil adaptatif :

- **La boucle d'asservissement peut itérer infiniment** : ce phénomène, rarement observé, se produit lorsque le signal est fortement bruité et que le système n'arrive pas à trouver un seuil satisfaisant le critère de consigne. Une condition d'abandon du temps symbole courant s'avère donc nécessaire pour échapper à une éventuelle boucle infinie lorsqu'il n'est pas possible de trouver un seuil validant les conditions fixées pour le symbole courant.
- **L'implémentation paraît complexe** : le système peut nécessiter plusieurs dizaines d'itérations avant d'obtenir une valeur de seuil satisfaisante. Dans un récepteur réel, ce temps de convergence se traduirait par la perte de plusieurs symboles, sauf à numériser le signal avec une forte résolution pour un traitement non "temps-réel". Une telle implémentation est techniquement possible, mais ne correspond pas aux attentes en terme de coût et consommation.

Face à cette complexité, un compromis possible pour la réalisation du récepteur est d'abandonner cette stratégie de positionnement adaptative au profit de la stratégie CFAR. Dans une optique d'objet communicant à faible coût, la différence de performance entre les deux détecteurs n'est pas suffisante pour justifier un tel surcroît de complexité. D'autant plus que, si le plancher de taux d'erreur binaire du CFAR se révèle réellement gênant, il est possible de l'abaisser en modifiant la valeur cible du détecteur, même si cela se fait au prix d'une perte de performances dans les zones à très faible rapport signal à bruit.

#### 4.4.4 Conclusion

Le détecteur CFAR est fait avant tout pour répondre à la problématique du radar, c'est à dire détecter des impulsions. Il privilégie donc la fiabilité de la détection d'une impulsion à celle d'une absence d'impulsion. Recevant alors un grand nombre de déclenchement, la logique de traitement devra séparer les impulsions des pics de bruit grâce à la connaissance des instants d'arrivés des premières. Dans ce type de système, le gain de fenêtrage prend réellement toute sa signification.

Le détecteur CFAR optimise la probabilité de détecter une impulsion, et par extension le début d'une transmission puisque cela se traduit par une brusque augmentation du nombre d'impulsions détectées. C'est particulièrement intéressant dans la phase de détection et de synchronisation.

En dépit de performances qui ont démontré sa pertinence (cf fig. 4.18), le principe de seuil adaptatif semble délicat à réaliser du fait de sa complexité et d'un nombre de symboles d'entraînement élevé. Le détecteur CFAR présentant un meilleur compromis complexité / performances, il est ainsi le meilleur candidat pour notre réalisation.

### 4.5 Synchronisation

#### 4.5.1 Objectifs et contraintes de la synchronisation

La synchronisation est une opération cruciale dont le but premier est l'acquisition par le récepteur de l'origine du temps de l'émetteur pour la transmission en cours. Grâce à cette donnée, il devient alors capable de positionner les fenêtres d'écoute sur les instants d'arrivée des impulsions. La synchronisation doit donc être capable d'identifier le signal d'intérêt, lequel est caractérisé par son code de saut temporel.

Cette étude que nous présentons intègre, à côté de la fonction de communication, la possibilité de mesurer la distance entre l'émetteur et le récepteur à des fins de localisation, en utilisant le temps de vol de l'impulsion. Ce parti pris impose 2 contraintes à l'algorithme de synchronisation :

- **Identifier au moins un trajet fort** : si le but est d'établir une communication, l'algorithme de synchronisation doit détecter au moins un trajet porteur du signal que l'on cherche à détecter dans le but de pouvoir le démoduler
- **Identifier le premier trajet** : pour répondre à la problématique de localisation, le but n'est plus de détecter n'importe quel trajet suffisamment fort, mais bien de détecter le premier trajet arrivé, qui peut être d'un niveau jusqu'à 20 dB inférieur à celui du trajet principal.

Les contraintes et les moyens disponibles sont différents suivant le cas de figure (communication ou localisation). Néanmoins, le principe à utiliser pour obtenir les données requises reste le identique.

#### 4.5.2 Synchronisation par corrélation glissante

C'est le principe le plus utilisé jusqu'ici dans les systèmes de réception UWB, et le seul qui soit vraiment abordé dans la littérature[46]. Cet algorithme capture le signal reçu sur une durée de quelques temps symboles (typiquement 2). En parallèle, à partir des informations en sa possession, notamment le code pseudo-aléatoire et la forme de l'impulsion attendue, le récepteur génère une réplique locale du signal attendu d'une durée d'un temps symbole. Le récepteur calcule ensuite la corrélation glissante de ces deux signaux.

En sortie, nous obtenons donc une courbe (cf figure 4.19) représentant le taux de corrélation en fonction du décalage entre les deux signaux, en l'absence de bruit. On trouve un pic de corrélation très visible, au 2000<sup>ème</sup> échantillon, qui permet d'estimer la valeur du décalage temporel pour l'établissement de la synchronisation du récepteur.

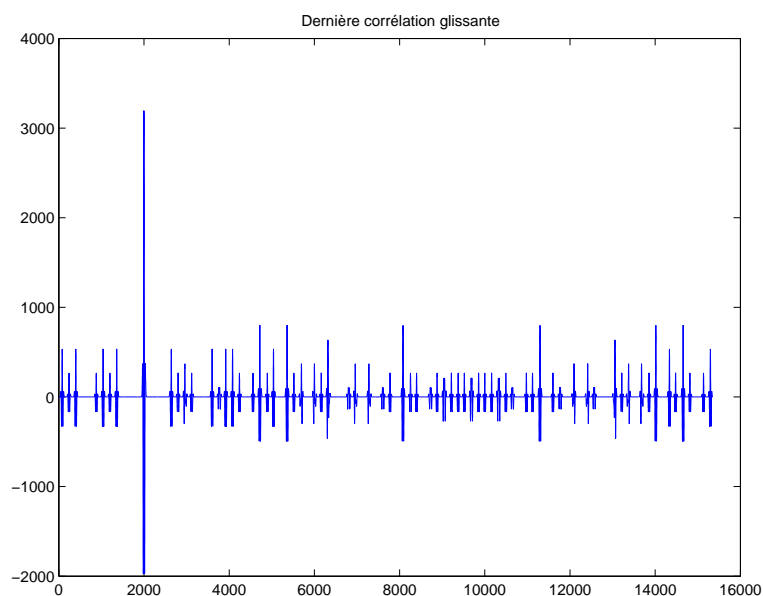


FIG. 4.19 – Corrélation glissante obtenue en l'absence de bruit.

La présence de bruit fait apparaître de faux pics qu'il faut distinguer du vrai pic de corrélation. Dans la pratique, une solution consiste à fixer un seuil limite, placé de telle sorte qu'un pic de bruit reste inférieur à ce seuil, mais qu'un vrai pic le franchisse. Un tel système évite au récepteur de se synchroniser sur un pic de bruit lorsqu'il ne reçoit pas de signal qui lui soit destiné, et lui évite également de retenir des pics de bruit lorsque le niveau du vrai pic de corrélation est trop faible. La difficulté est alors de mettre au point une méthode pour placer ce seuil de façon pertinente, c'est à dire juste au dessus du plus haut pic de bruit.

#### 4.5.2.1 Placement du seuil pour l'estimation du trajet principal

L'idée retenue est de trouver un estimateur du bruit de corrélation, et de ne valider un pic de corrélation que s'il est supérieur à  $n$  fois le bruit estimé. Le coefficient  $n$  est à spécifier par l'utilisateur, mais idéalement, il doit pouvoir rester inchangé quelle que soit la puissance du bruit. C'est l'estimateur lui-même qui doit assurer l'adaptation du seuil en fonction des conditions du bruit.

- L'estimation du bruit est d'abord faite en calculant la moyenne des valeurs absolues des taux de corrélations obtenus durant la corrélation glissante.
- Dans un second temps, on teste un second estimateur qui est la moyenne quadratique des taux de corrélations.

La figure 4.20 montre un exemple d'une corrélation glissante pour un rapport signal-à-bruit de 11.5 dB. Sur cette figure, la barre horizontale représente le seuil au-delà duquel un pic de corrélation est reconnu comme valide. Nous pouvons constater qu'il est placé de façon judicieuse car un pic secondaire se trouve un peu en dessous et seul le pic principal dépasse le seuil.

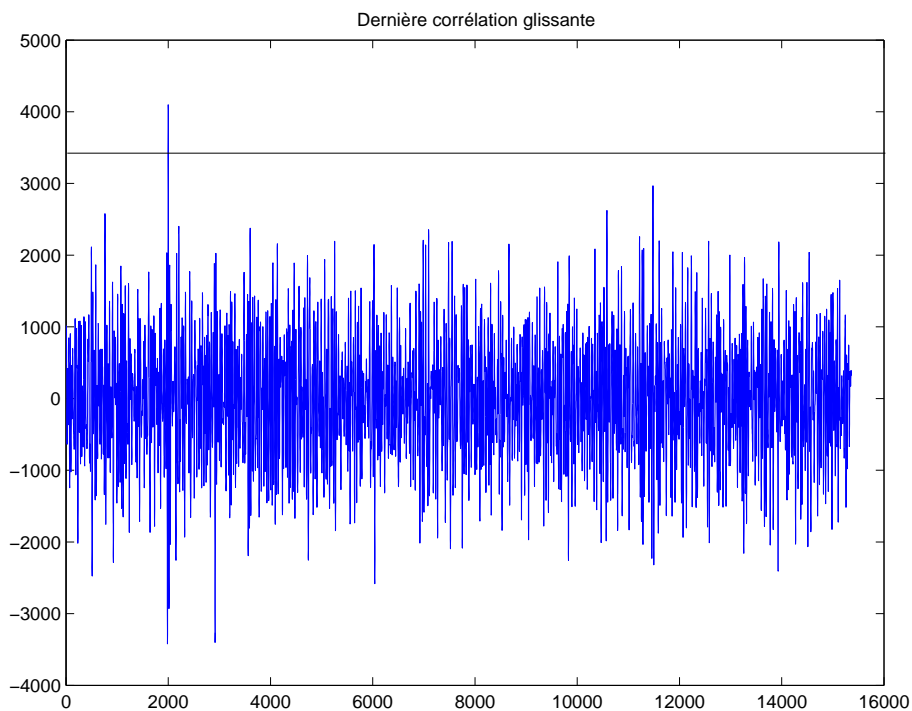


FIG. 4.20 – Corrélation glissante obtenue avec un RSB de 11.5 dB.

#### 4.5.2.2 Mesures de performance

La méthode permettant de juger de l'efficacité d'un estimateur est simple. Pour chacun de ces deux estimateurs, le niveau du bruit augmente progressivement jusqu'à ce que le récepteur ne soit plus en mesure d'établir une synchronisation.

Les simulations montrent que le second estimateur donne de meilleurs résultats. Une fois le facteur  $n$  judicieusement choisis, il se montre plus tolérant au bruit et surtout ne nécessite pas de réajustement de la valeur de  $n$  quand les conditions de bruit varient. La moyenne quadratique utilisée dans ce second estimateur produit un résultat plus réactif aux valeurs extrêmes. Une valeur importante de bruit de corrélation, typiquement due à un pic parasite, va automatiquement se trouver pondérée de façon plus importante par rapport aux valeurs moyennes, et donc tirer la moyenne quadratique vers le haut, ce qui procure un seuil plus sûr.

Toutefois, même avec cet estimateur, nous pouvons constater que la limite du rapport signal-à-bruit permettant d'acquérir une synchronisation est plus haute que celle permettant de démoduler des données une fois la synchronisation acquise.

La figure 4.21 montre un résultat de corrélation pour un rapport signal-à-bruit de 9 dB, faisant apparaître une multitude de pics, tous dus au bruit à l'exception du vrai pic de corrélation, situé au 2000<sup>me</sup> échantillon, mais qui ne forme pas le pic le plus fort. On peut remarquer par ailleurs que le seuil positionné par l'estimateur n'est pas mauvais : aucun pic parasite ne le dépasse. Pour illustrer la fragilité que représente l'acquisition de synchronisation, ce RSB qui ne permet plus d'établir une synchronisation, permettrait d'avoir, si cette dernière était forcée, un TEB de  $2,4 \cdot 10^{-3}$ . Il faut toutefois noter que cette simulation était faite avec un canal parfait et en l'absence d'autres utilisateurs. Dans un contexte réaliste, il faudrait en plus s'attendre à des pics d'inter-corrélation avec les autres utilisateurs ainsi qu'à des pics secondaires dus aux trajets

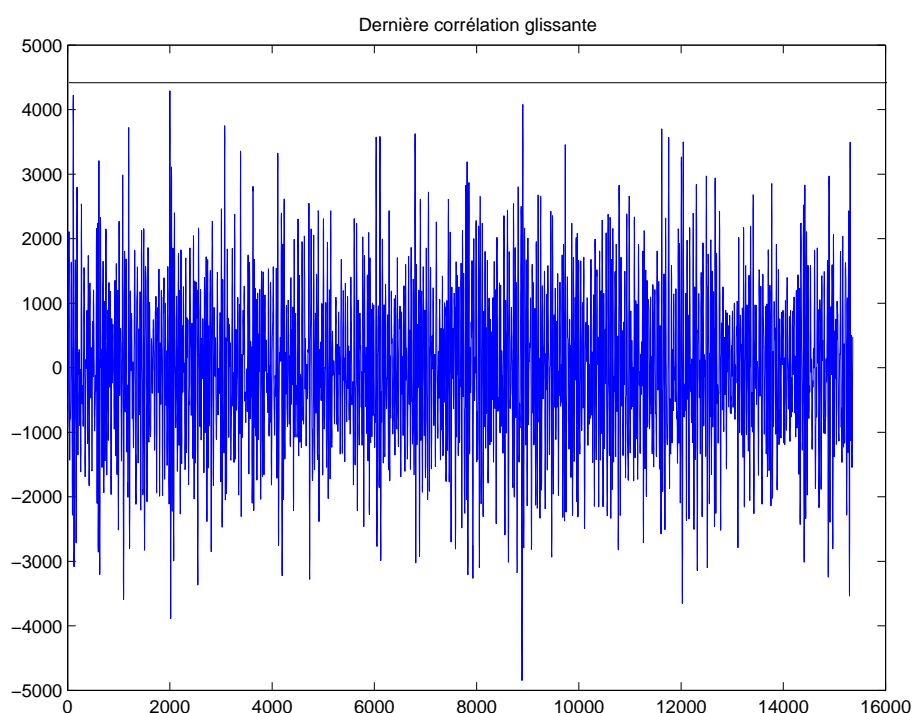


FIG. 4.21 – Corrélation glissante obtenue avec un rapport signal-à-bruit de 9dB.

retardés.

### 4.5.2.3 Analyse de faisabilité d'implémentation

L'algorithme de synchronisation doit être embarqué dans de petits objets communicants à faible coût et faible consommation. En plus de l'application de ces contraintes sur l'algorithme d'acquisition de synchronisation, il convient que ce temps nécessaire à l'acquisition soit rapide.

Sur le plan de l'implémentation de ce principe par corrélation, il existe deux possibilités :

- **L'approche analogique** : elle repose sur un corrélateur analogique dans lequel est injectée l'enveloppe du signal reçu ainsi qu'une réplique estimée localement du signal reçu, calculée à partir de la connaissance du code de saut. Cela signifie qu'il faut recevoir une séquence de saut complète pour calculer un point de corrélation. L'adjonction d'autres corrélateurs analogiques permettrait de calculer plusieurs points pour une séquence de saut reçu. Ce nombre de corrélateurs devant toutefois rester raisonnable, l'opération de corrélation glissante requiert un grand nombre de séquences de saut reçues ce qui implique un temps de synchronisation long.
- **L'approche numérique** : ici, l'enveloppe du signal reçu est numérisée, puis la corrélation est calculée ensuite via un système de traitement de données numériques. Chaque point de corrélation correspond nécessairement à une multiplication et une addition. Dans une corrélation glissante, la complexité de l'opération croît donc avec le carré de la longueur du signal.

Dans notre cas, c'est l'approche numérique qui semble la mieux adaptée. Il est en effet possible de numériser le signal d'enveloppe, même à faible résolution, puis de calculer la corrélation glissante en numérique. C'est la seule solution capable de répondre à nos attentes en terme de

nombre de séquences de saut nécessaires pour obtenir une synchronisation. Il reste que l'architecture nécessaire à la numérisation du signal d'enveloppe puis au calcul de la corrélation glissante n'est pas encore intégrable dans les objets communicants visés.

#### 4.5.2.4 Conclusion

La corrélation glissante numérique est donc une opération très lourde sur le plan du calcul, et qui doit intervenir à chaque nouvelle trame. La corrélation glissante en analogique réclame un grand nombre de temps symbole et va à l'encontre de notre approche de récepteur non-cohérent qui essaye justement de minimiser la part d'analogique dans le récepteur.

Il est donc nécessaire de suivre une autre approche, moins générique mais qui tire mieux partie des spécificités de notre couche physique pour éviter de faire une opération aussi complexe que la corrélation glissante, même si ce doit être au prix d'une baisse de performance.

### 4.5.3 Proposition d'un algorithme de synchronisation optimisé

#### 4.5.3.1 Principe fondamental

Il existe quelques publications abordant le thème de la synchronisation pour des systèmes non-cohérents [47] [48]. Ils s'appliquent cependant aux systèmes à collection d'énergie tel que décrit ici [39].

Notre cas est sensiblement différent car, contrairement à un récepteur à collection d'énergie, le récepteur à détection d'enveloppe travaille à l'échelle de l'impulsion. Il y a trois principes propres à notre système dont nous pouvons tirer parti :

- **L'aspect coopératif** : l'émetteur transmet un entête de synchronisation connu du récepteur et dont l'énergie est forte.
- **La puissance crête des impulsions** : le système a été conçu pour utiliser des impulsions d'une puissance crête relativement importante. Dans un ensemble de N déclenchements obtenus pendant un temps symbole, il y a donc une probabilité non nulle et qui croît avec N d'avoir des impulsions reçues parmi ces déclenchements.
- **La connaissance du code de saut** : c'est en quelque sorte la *signature* du signal qu'il faut identifier.

#### 4.5.3.2 Description de l'algorithme

L'émetteur transmet un entête de synchronisation, parfaitement connu du récepteur et formé de 32 symboles non modulés dont les 8 chips sont tous à " 1 " et transmis avec le code de saut temporel. En sortie du détecteur à seuil, le récepteur voit un ensemble de fronts montants qui correspondent aux impulsions ayant dépassé le seuil. L'espacement entre ces fronts est connu a priori du récepteur puisque la séquence pseudo-aléatoire qui a contrôlé le saut temporel lui est fournie. Le principe est donc d'identifier l'intégralité de cette séquence. Pour ce faire, les instants d'arrivée des déclenchements sont tous datés par le récepteur. Si on fait l'hypothèse que le nombre d'impulsions par symbole correspond à la longueur du code, ce qui sera le cas dans la pratique, et que l'on compare les écarts entre ces instants d'arrivée et les écarts théoriques entre l'émission des différents pulses d'un symbole, on peut déterminer s'il y a, ou non, concordance et, si tel est le cas, établir une référence de temps.

Ce fonctionnement peut donc être résumé comme suit :

1. Construire un tableau des temps d'arrivée des déclenchements

2. A partir du code de saut, construire un arbre des possibles avec les écarts inter-impulsions successifs
3. Parcourir cet arbre suivant les écarts inter-impulsions mesurés jusqu'à ce qu'il ne reste qu'une branche valide et que l'ensemble de la séquence de saut ait été identifié.

Ci-dessous, est décrit le déroulement de la phase de synchronisation et l'illustration de différents cas de figure, par l'exemple d'une transmission simplifiée utilisant trois impulsions par symbole.

1. - Dès que le récepteur détecte de l'activité, il lance l'acquisition. A partir de là, les déclenchements du comparateur sont datés et les écarts entre ces instants d'arrivée sont analysés par tranche de temps de durée deux temps symbole, pour être sûr de prendre en compte au moins un temps symbole complet.
2. - La première impulsion datée sert de base à la construction du traitement. Elle est appelée impulsion zéro. On fait l'hypothèse que l'instant d'arrivée de l'impulsion zéro ( $T_{pos1}$ ) correspond à la première impulsion d'un symbole. Connaissant le code de saut temporel utilisé et donc l'espacement théorique entre la première et la deuxième impulsion ( $\Delta_{1,2}$ ), on détermine l'instant qui devrait correspondre au déclenchement dû à la réception de la deuxième impulsion. Si l'on observe bien un déclenchement à  $T_{pos1} + \Delta_{1,2}$ , on suppose alors que le front en  $T_{pos2} = T_{pos1} + \Delta_{1,2}$  correspond à la deuxième impulsion d'un symbole puis on vérifie qu'un déclenchement s'est produit à  $T_{pos2} + \Delta_{2,3}$ , instant prévu de l'arrivée de la troisième impulsion. On réitère ainsi jusqu'à avoir détecté l'intégralité d'une séquence de code, c'est-à-dire repéré les déclenchements correspondant à l'intégralité des impulsions d'un symbole. En pratique, il est indispensable de définir une fenêtre de tolérance qui corresponde à l'erreur tolérée sur la position effective du front en  $T_{posi} + \Delta_{i,i+1}$  (une fenêtre de  $\pm \frac{T_{slot}}{24}$  a empiriquement donné des résultats intéressants pour le compromis entre rapidité et précision de l'acquisition). Si l'hypothèse est validée et en notant  $T_{slot}$  le temps slot,  $c(0)$  la valeur du premier élément du code de saut et  $Ts$  le temps symbole, la référence de temps  $T_0$  pour la démodulation du symbole suivant peut s'écrire :

$$T_0 = T_{pos1} - c(0)T_{slot} + T_{symb} \quad (4.5)$$

Cette référence ne correspond pas exactement au début de l'émission du symbole puisque, lorsque l'on détecte une impulsion, on ne détecte pas le début du temps chip durant lequel elle est émise. Cependant cette référence est propre à la mesure des instants de déclenchement et s'avère donc suffisante pour la phase de démodulation qui se base sur ce même principe. La figure 4.22 montre pour l'exemple utilisé, la détection de toute la séquence à partir de la première impulsion du temps symbole.

3. - Si, contrairement au cas précédent, aucun front n'est détecté en  $T_{pos2}$ , on suppose alors que l'impulsion zéro correspond à la deuxième impulsion d'un symbole, on vérifie s'il existe un front arrivé en  $T_{pos1} + \Delta_{2,3} + / - T_{slot}/24$ , et ainsi de suite jusqu'à avoir détecté l'intégralité de la séquence de code. Avec les mêmes notations et  $T_{chip}$  le temps *chip*, la référence de temps pour le symbole suivant devient alors :

$$T_0 = T_{pos1} - c(1)T_{slot} - T_{chip} + T_{symb} \quad (4.6)$$

4. - On réitère les opérations décrites ci-dessus jusqu'à ce que l'on ait déterminé la nature de l'impulsion zéro. Si ce déclenchement correspond à la  $n_{-ime}$  impulsion d'un symbole, la référence de temps pour le symbole suivant sera donc :



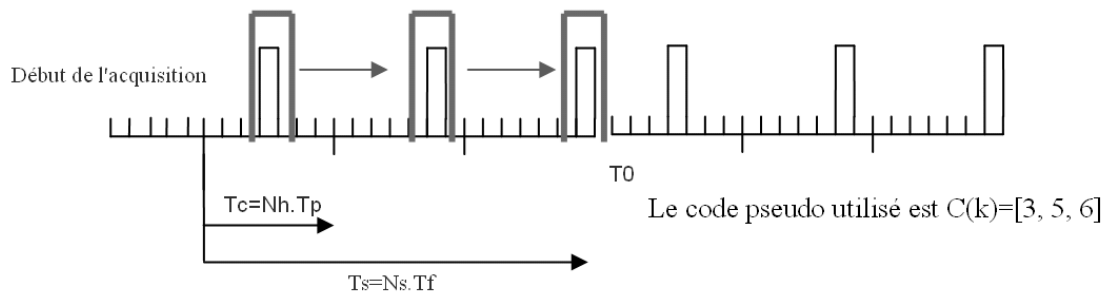


FIG. 4.22 – Illustration de la synchronisation basée sur la détection de l'intégralité de la séquence.

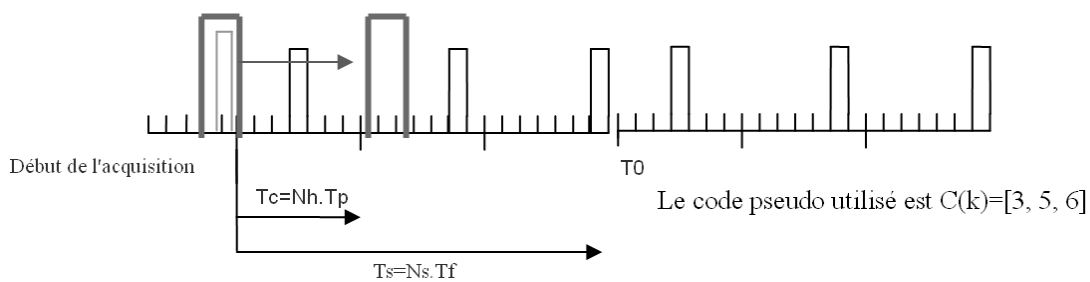


FIG. 4.23 – Illustration du procédé de synchronisation

$$T_0 = T_{pos1} - c(n-1)T_{slot} - (n-1)T_{chip} + T_{symb} \quad (4.7)$$

Si l'impulsion zéro ne coïncide avec aucune impulsion, il s'agit d'un dépassement de seuil dû au bruit. Dans ce cas, le deuxième déclenchement devient à son tour l'impulsion zéro et le processus reprend. Et ainsi de suite jusqu'à avoir identifié un front montant correspondant effectivement à une impulsion. Dans le cas contraire, on décale d'un temps symbole la plage de mesure des instants de déclenchements et on relance intégralement la phase de synchronisation en considérant le temps d'arrivée du premier déclenchement de cette nouvelle plage, illustré sur la figure 4.23.

5. - Un autre cas reste encore à envisager. En effet, le bruit et la réponse du canal peuvent avoir pour effet de faire passer une impulsion sous le seuil de détection, revenant à n'identifier qu'une partie des déclenchements correspondant à la séquence que l'on cherche. Dans ce cas, on décale d'un temps symbole la plage pendant laquelle on mesure les instants de déclenchement et on réitère l'opération de synchronisation en essayant d'identifier la fraction de séquence manquante. Cela permet de tirer partie des informations de la première phase de synchronisation et ainsi réduire la charge de calcul et le nombre de temps symbole nécessaires pour obtenir une synchronisation. Ce gain peut s'avérer particulièrement précieux dans des situations critiques où, par exemple le niveau de bruit empêche la détection d'une séquence entière sur un seul temps symbole. Cela implique toutefois la mise en place d'un seuil permettant de déterminer si le nombre de déclenchements correspondant a priori à une fraction de la séquence de code est suffisant pour être exploité. Par exemple, dans le cas d'une transmission à huit impulsions par bit, on peut imposer de détecter au moins quatre déclenchements par plage d'observation.

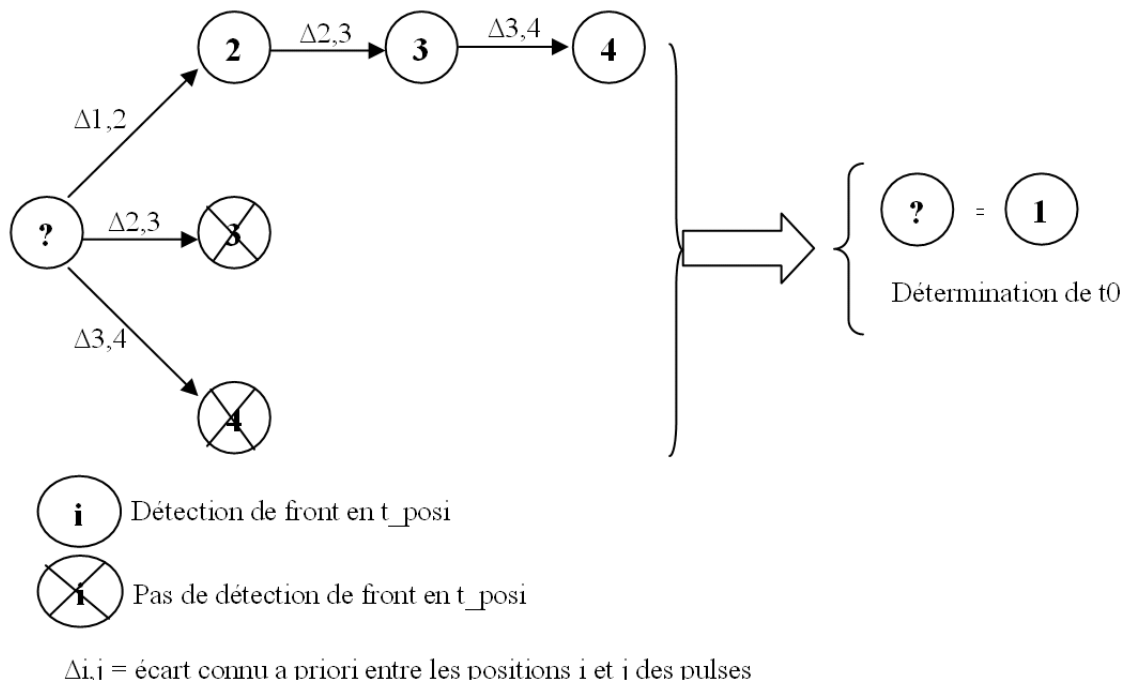


FIG. 4.24 – Schéma de l'arbre de synchronisation

L'étape de synchronisation peut se modéliser par un arbre dont les états modélisent l'instant d'un déclenchement et la reconnaissance ou non, à cette position, d'un front montant correspondant à un élément de la séquence de code. Les branches modélisent le déplacement d'une fenêtre d'observation à la recherche du front correspondant à l'élément suivant de la séquence. A titre d'exemple, la figure 4.24 est la représentation en arbre du processus de synchronisation pour un cas où les symboles de l'entête de synchronisation sont constitués de quatre impulsions.

L'algorithme présenté ici permet donc, à partir d'une première impulsion détectée, de savoir s'il existe une suite d'impulsions validant le code de saut utilisé. Il permet de plus de faire ce calcul sur plusieurs temps symbole, donnant ainsi accès à un gain itératif. Cependant il repose aussi sur l'hypothèse que la première impulsion détectée, l'impulsion zéro, qui sert de base à la construction de l'arbre soit effectivement une impulsion de signal et non un pic de bruit. Si tel est le cas, aucune des branches de l'arbre ne convergera et il faudra reprendre toute la démarche avec une nouvelle impulsion zéro.

#### 4.5.4 Mise en œuvre de l'algorithme dans les simulations

La mise en œuvre de l'algorithme détaillé ci-dessus avec des paramètres didactiques, est faite avec les hypothèses suivantes :

1. La largeur de la fenêtre de tolérance autour de la position attendue de l'impulsion est de  $\pm \frac{T_{slot}}{24}$
2. Le système capture sur une durée équivalente à deux temps symbole.
3. Le seuil de détection des impulsions est posé de manière à observer 24 déclenchements sur les deux temps symboles, permettant de sélectionner les déclenchements les plus puissants.

4. 8 instances de l'algorithme seront lancées en parallèle, chacune travaillant sur un des 8 premiers déclenchements. Il y a donc une forte probabilité qu'au moins un des 8 déclenchements soit une impulsion du signal et donc que l'arbre converge.

Il aurait également été possible de ne pas capturer un tableau de dimensions données, mais d'exécuter l'algorithme au fur et à mesure de l'arrivée des échantillons.

#### 4.5.4.1 Approche basée sur la construction d'une matrice d'hypothèses

Comme la séquence de saut temporel est de longueur 8, l'impulsion considérée au départ de l'algorithme, appelée "impulsion zéro", peut être indifféremment l'une d'entre elles. Huit branches *partent* donc de cette impulsion, représentant chacune une hypothèse quant à la position de l'*impulsion zéro* dans la séquence du code. A chacune de ces huit branches correspondent donc huit écarts de temps, de  $\Delta_{1,2}$  à  $\Delta_{8,1}$ . Suivant les écarts mesurés entre les déclenchements enregistrés, les branches évolueront différemment jusqu'à ce que l'une d'entre elle converge.

Afin de faciliter la réalisation de ce traitement, l'arbre sera représenté sous la forme d'une matrice dont les lignes représentent les branches, donc les hypothèses possibles, et les colonnes les étapes (ou élément de séquence de saut) à valider. Tous les éléments de cette matrice sont initialisés à 0. Dans l'application considérée, la matrice représentative de l'arbre sera donc une matrice  $[8 \times 8]$ . L'*impulsion zéro* sur laquelle est bâtie l'intégralité de l'arbre valide l'étape 1 pour les 8 hypothèses possibles. Ainsi, toute la première colonne est incrémentée d'un point et chacun des éléments vaut donc 1. Ensuite, suivant les écarts observés, les étapes suivantes sont validées (incrémentée d'un point) ou non. Reprenons le cas d'école de la figure 4.22 en supposant que l'impulsion de départ du procédé soit la seconde impulsion de la séquence. La matrice est une  $3 \times 3$ , la première colonne est entièrement à 1. La seconde impulsion arrive et son écart avec l'impulsion précédente vaut  $\Delta_{2,3}$ . Il valide donc le passage de l'étape 2 à l'étape 3. En conséquence la valeur en position (2,2) sera incrémentée d'un point. L'impulsion suivante validera  $\Delta_{3,1}$  et le second élément de la troisième colonne sera incrémenté d'un point. Nous obtenons alors une seconde ligne composée d'éléments non nuls, ce qui indique que l'hypothèse deux est valide et que l'*impulsion zéro* est donc le second élément de la séquence de saut. A partir de cette information il est possible de calculer l'instant exact du début du symbole comme précédemment explicité.

#### 4.5.4.2 Itération sur plusieurs temps symbole

Lorsque l'intégralité de la séquence de saut s'est écoulée, mais que certaines étapes de l'arbre n'ont pu être validées, la synchronisation n'est pas considérée comme valide. Cependant, il est intéressant de conserver ce qui a déjà été acquis. Ainsi l'émission du temps symbole suivant permettra peut-être de valider l'intégralité du code de saut même si cette fois encore certaines impulsions sont manquantes.

Par rapport à l'approche basée sur le parcours de l'arbre cette structure en matrice d'hypothèses simplifie la réalisation de l'acquisition de synchronisation itérative : il suffit que les impulsions manquantes du temps symbole courant ne soient pas localisées aux mêmes endroits que lors du temps symbole précédent<sup>23</sup>. Toutefois, à force d'itérations, l'algorithme pourrait valider une hypothèse en se basant uniquement sur des déclenchements de bruit. Obtenir une synchronisation dans de telles conditions n'est pas souhaitable ; en conséquence, pour une hypothèse (donc une ligne de la matrice donnée) les données de la séquence N-1 seront considérées seulement si cette hypothèse a validé au moins la moitié des éléments de la séquence de saut, ce

---

<sup>23</sup>La ligne qui validera l'hypothèse sera alors composée d'éléments non nuls et probablement non égaux

qui est cohérent avec la condition d'erreur sur le symbole lors de la démodulation. Dans le cas contraire, l'hypothèse est remise à zéro.

#### 4.5.4.3 Critères d'arrêt, d'élimination et de sélection d'hypothèses

En reprenant les paramètres de la couche physique définie lors de ce travail, la matrice est composée de 8 hypothèses et en principe une seule doit valider l'intégralité de la séquence. Les autres hypothèses seront abandonnées au fur et à mesure du déroulement de l'algorithme. C'est du moins ainsi que se déroule le parcours de l'arbre représenté en figure 4.23. L'approche sous forme de matrice permet d'envisager les choses d'un point de vue différent. Elle donne en effet accès aux données suivantes :

- **Le score d'une hypothèse** : la somme des éléments de chaque ligne est le score de chacune des hypothèses.
- **La puissance du signal** : en comparant le score de chaque hypothèse par rapport au score maximal, il est possible d'évaluer la puissance du trajet correspondant.
- **La fiabilité d'une hypothèse** : pour une hypothèse donnée, l'écart entre le score de chaque élément de code et le score moyen pour la séquence donne une idée de la fiabilité de l'hypothèse : si par exemple une hypothèse est validée avec 7 des 8 éléments ayant un score important alors que le 8<sup>ème</sup> a un score très faible, il apparaît que l'hypothèse n'est pas fiable : il s'agit probablement d'un réseau utilisant un autre code de saut temporel (les 7 scores importants) et d'un pic de bruit (le score faible).

A partir de ces données, il a été établi un certain nombre de critères :

- **Critères de sélection** : une hypothèse est sélectionnée lorsque son score est le plus élevé de la matrice et qu'elle ne contient plus d'éléments nuls.
- **Critères de continuation** : une hypothèse est reconduite en l'état du temps-symbole N au temps symbole N+1 si la moitié au moins des éléments de code ont été validés lors du temps symbole N.
- **Aucun critère d'arrêt** : aucune hypothèse n'est définitivement abandonnée tant qu'aucune autre hypothèse n'a été sélectionnée. Ainsi à chaque nouveau temps symbole, les hypothèses satisfaisant le critère de continuation sont reprises en l'état. Les autres sont initialisées puis relancées.
- **Critère d'abandon de l'impulsion zéro** : empiriquement, si après deux temps symboles reçus, aucune hypothèse construite d'après la même *impulsion zéro* n'a validé au moins une fois le critère de continuation, l'*impulsion zéro* est considérée comme étant une impulsion due au bruit. En conséquence, elle est abandonnée et la matrice correspondante est détruite.

Si des métriques de fiabilité d'une hypothèse ont été identifiées, la définition d'un tel critère n'a malheureusement pas pu être menée à bien dans le temps de la thèse.

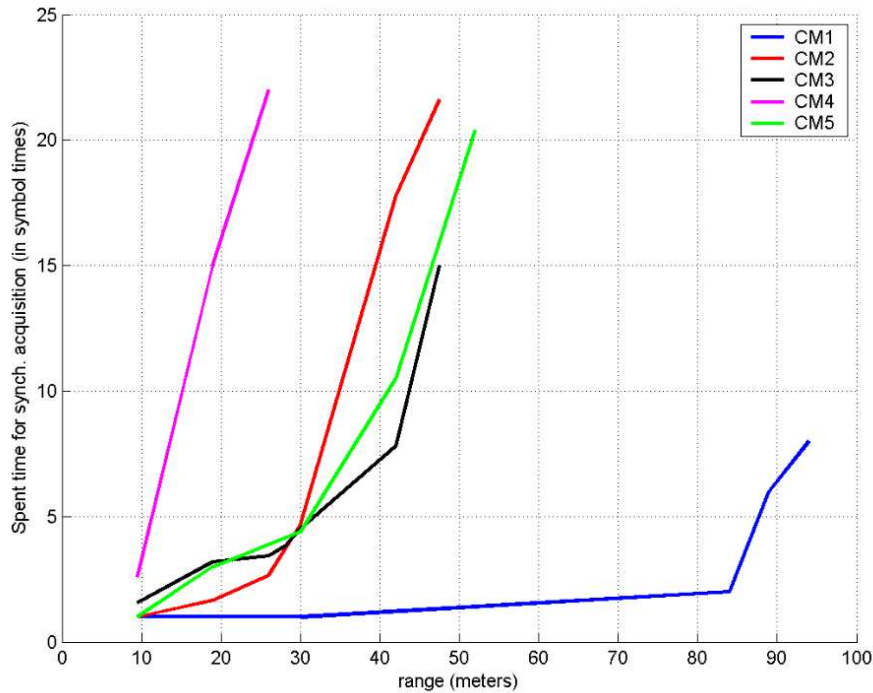


FIG. 4.25 – Temps d'acquisition de synchronisation en fonction de la distance pour différents modèles de canaux.

#### 4.5.5 Simulations et résultats

Il est assez délicat de chiffrer avec précision la performance d'un système de synchronisation. Le test qui fut retenu est de voir si le système est capable d'acquérir une synchronisation dans les différents cas de figures qu'il risque de rencontrer. Ainsi une série d'acquisitions de synchronisation est simulée pour des rapports signal-à-bruit correspondant à plusieurs portées, et pour différents modèles de canaux. Les modèles de canaux utilisés ont été définis par le sous-comité "canal" du groupe de travail de normalisation IEEE 802.15.4a [25]. Les modèles CM1 et CM2 correspondent à un milieu résidentiel respectivement LOS et NLOS, CM3 et CM4 à un milieu industriel respectivement LOS et NLOS et CM5 à une liaison en extérieur [25].

Les résultats de performance en synchronisation sont résumés via l'ensemble de courbes de la figure 4.25. Chaque courbe présente, pour un modèle de canal donné, le temps nécessaire à l'acquisition de synchronisation (exprimé en temps symbole) en fonction de la distance de liaison. Il apparaît que CM4 est un canal particulièrement difficile alors que les autres modèles permettent d'acquérir une synchronisation à 30 mètres (qui est notre objectif de portée maximal) en moins de 6 temps symbole. Dans le cas de CM4, il n'a pas été possible d'obtenir une synchronisation à 30 mètres, la dernière synchronisation réussie étant à 26 mètres de distance. L'utilisation d'une fenêtre de tolérance pour la détection de l'impulsion autour de la position attendue fait que la précision de la synchronisation est inférieure à la demi durée de cette fenêtre. De ce fait, pour une fenêtre de  $Tp/12$ , la précision obtenue est ainsi de  $Err_{sync} = 20/24 \approx 830$  ps.

De manière plus générale, la perte du trajet direct se traduit par une forte dégradation des performances, que ce soit dans le milieu résidentiel ou industriel. Cela s'explique par le fait que cet algorithme est basé sur l'idée qu'avec la puissance crête des impulsions transmises, la probabilité

qu'une des impulsions de la séquence de code arrive au récepteur avec un niveau suffisant pour être détectée est assez importante. La perte du trajet direct implique la perte d'un trajet fort, et la dispersion de son énergie sur un grand nombre de trajets de plus faible amplitude, et ne peut qu'être nocive au système en ne lui permettant pas de trouver l'impulsion "zéro" dont il a besoin pour lancer ensuite le traitement.

#### 4.5.6 Adaptation de l'algorithme pour le CCA

La section 2.2.5.2 a déjà présenté le rôle et l'utilité d'un algorithme capable de détecter de manière fiable l'état libre ou occupé du canal. Dans le cas présent, le canal est défini par un code de saut. Un algorithme de CCA devra donc non seulement détecter la présence d'impulsions, mais il devra aussi vérifier le code de saut de ces impulsions. En d'autres termes il exécute une tâche très proche de celle de l'algorithme de synchronisation. La différence se situe dans les conditions d'exercice : le CCA peut être demandé n'importe quand, il ne peut donc pas compter sur un entête de synchronisation, et le temps disponible est généralement plus réduit. A titre d'exemple, la norme 802.15.4 spécifie un CCA capable de détecter en au plus 8 temps symbole un signal d'un niveau de 10 dB au dessus du niveau minimum nécessaire pour obtenir une synchronisation. Ici, le signal modulé a un niveau 3 dB plus faible que l'entête de synchronisation et son bit-mapping spécifique. L'entête de synchronisation compte 32 temps symbole, ici nous en avons 8, ce qui se traduit par 6dB de moins par rapport à l'entête de synchronisation. En conséquence, une portion de 8 temps symbole représente un niveau d'énergie de 9 dB inférieur à celui de l'entête de synchronisation. L'objectif de 10 dB de sous-performance par rapport à la synchronisation est donc atteignable. Les adaptations requises sont mineures et tiennent essentiellement à la redéfinition de certains critères pour les adapter à un nombre d'impulsions par symbole plus faible qu'en synchronisation.

#### 4.5.7 Conclusion

Nous avons donc spécifié et simulé un algorithme d'acquisition de synchronisation pour le système UWB-IR défini dans le chapitre 2, dont les résultats sont bons dans la grande majorité des cas susceptibles d'être rencontrés. Ce système de synchronisation se révèle beaucoup plus simple et léger que la traditionnelle corrélation glissante. Il est, de plus, compatible avec l'approche matérielle envisagée jusqu'alors pour la réalisation du récepteur. Toutefois, le système a aussi montré certaines limites, et notamment une très forte sensibilité à la perte du trajet direct.

Différentes idées sont donc à envisager pour améliorer la sélection de l'*impulsion zéro*. L'utilisation d'un seuil plus bas permettrait d'augmenter les chances de la détecter, mais le plus grand nombre de déclenchements obtenus risquerait de provoquer une masse de traitements inutiles, ce qui augmenterait la consommation du récepteur. Une seconde hypothèse pourrait être d'utiliser la périodicité du signal émis pour éliminer les impulsions de bruit : en analysant les déclenchements issus de quelques temps symbole consécutifs, et en éliminant les impulsions qui ne se sont pas répétées sur plusieurs de ces temps symbole, il doit être possible d'éliminer une part importante des déclenchements de bruits, et donc de mieux choisir l'*impulsion zéro* parmi les hypothèses restantes. Les résultats de simulations montrent qu'un certain nombre de temps symbole de l'entête de synchronisation restent inutilisés et seraient donc disponibles pour ce type de traitement.

## 4.6 Démodulation et prise de décision

Pour les traitements de démodulation, le système dispose ainsi d'un tableau comprenant la liste des dates des déclenchements du comparateur, ainsi que la synchronisation avec l'émetteur. A partir de ces informations, la tâche de la fonction de démodulation est d'exploiter au mieux ces informations pour déterminer quel symbole a été transmis. Grâce à la synchronisation et la connaissance du code de saut temporel, le récepteur sait calculer l'instant théorique d'arrivée de chaque impulsion. Le récepteur positionne donc une fenêtre de réception autour de cet instant théorique et le chip est considéré comme étant à l'état "1" si un déclenchement survient dans cette fenêtre, à l'état "0" dans le cas contraire.

### 4.6.1 Principe envisagé

Il reste à retrouver le symbole émis à partir de la décision sur les 8 chips le composant. Pour ce faire, plusieurs solutions sont envisageables dont la plus triviale qui est une simple fonction logique "ET" entre les représentations des deux symboles possibles et la série de chips reçus. Toutefois, le système doit être le plus tolérant possible aux erreurs sur les chips, et il est évident qu'un "ET" ne l'est pas.

Afin d'apporter cette flexibilité nécessaire, une nouvelle approche à base de scores accordés à des hypothèses a été retenue :

1. Deux hypothèses co-existent :  $H_0$  si le symbole en cours de démodulation est un "0" et  $H_1$  pour un "1".
2. A chacune de ces hypothèses, on attribue un score :  $S_{H_0}$  pour l'hypothèse  $H_0$  et  $S_{H_1}$  pour l'hypothèse  $H_1$ , qui sont tous deux initialisés à "0".
3. Durant un temps symbole, le score de chaque hypothèse est mis à jour à la réception de chaque chip en leur ajoutant ou retranchant respectivement  $Np$  ou  $Nm$  points, selon que la valeur du chip corrobore respectivement la représentation d'un symbole "0" ou "1".
4. Une fois que l'ensemble des chips du symbole a été traité, l'hypothèse possédant le plus grand score est retenue.

Par ailleurs, les valeurs de  $Np$  et  $Nm$  diffèrent suivant l'état du chip reçu. En effet, comme le positionnement du seuil de comparaison repose sur l'approche CFAR (cf. section 4.4.2.2), la probabilité d'avoir une fausse alarme est plus importante que celle d'avoir manqué une impulsion. En conséquence la valeur de  $Np$  est plus forte dans le cas d'un chip à "0" que dans celui d'un chip à "1", ceci afin de donner plus de poids à l'absence d'une impulsion qu'à sa présence. De plus, juste après l'initialisation, l'un des deux scores est affecté d'une valeur  $\epsilon$ , faible par rapport à  $Np$  et  $Nm$ , de sorte que les deux hypothèses ne convergent pas vers un score identique et que la décision sur le symbole soit aisée.

Les différentes valeurs de  $Np$  et  $Nm$  ont été fixées empiriquement par simulation. Cette approche empirique a permis d'établir les règles suivantes :

- Les valeurs de  $Nm$  peuvent être relativement faibles par rapport aux valeurs de  $Np$  et identiques quel que soit l'état du chip. La principale raison d'être de ce système est de minimiser les risques d'égalité des scores.
- La valeur de  $Np$  a été prise deux fois plus importante dans le cas d'un chip à "0" puisque, du fait de l'approche CFAR, un chip à "0" est plus fiable qu'un chip à "1". Ce ratio est une valeur médiane car une valeur plus élevée améliorerait les résultats dans les situations à fort RSB, alors qu'une valeur plus faible serait plus adaptée à des RSB plus faibles. Cela

découle du fait que plus le RSB est fort, plus la probabilité de manquer une impulsion est faible, permettant d'accorder une meilleure confiance aux chips nuls.

#### 4.6.2 Correction d'une désadaptation du seuil de détection

Un seuil de détection inadapté va provoquer soit des fausses alarmes (impulsion détectée alors que le chip est à "0") soit des détections manquées (pas d'impulsion détectée alors que le chip est à "1"). Il est assez simple de détecter une désadaptation de seuil puisque pour un symbole d'information où les chips sont équirépartis entre "0" et "1", le récepteur doit "voir" autant de déclenchements que de non déclenchements. Un seuil mal positionné va causer un décalage de cet équilibre, qui va induire un biais dans les scores et altérer les performances à la prise de décision sur les symboles.

Pour compenser ce phénomène, il est possible de créer des coefficients de pondération  $p_0$  et  $p_1$  qui vont modifier respectivement les poids effectifs des chips à "0" et à "1" dans la prise de décision sur le symbole afin de rétablir l'équilibre nominal entre les chips à "0" et à "1". Ainsi, si sur un symbole le nombre de chips à "1" est de 6 alors qu'il n'y a que 2 chips à "0", le coefficient de pondération  $p_0$  sera de 2 et celui de  $p_1$  de  $\frac{2}{3}$ . De la sorte, les deux chips à "0", tout comme les 6 chips à "1" ont retrouvé leur poids nominal, à savoir 4 points chacun.<sup>24</sup>

#### 4.6.3 Résultats de simulations

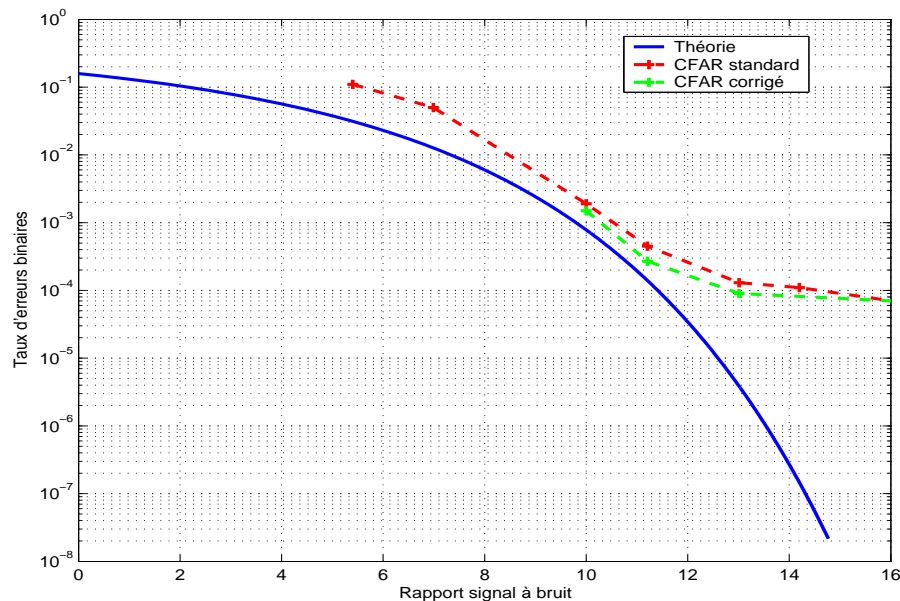


FIG. 4.26 – Taux d'erreur binaire en fonction de la probabilité du rapport signal à bruit avec et sans compensation de seuil

La figure 4.26 permet de comparer les taux d'erreur binaire obtenus avec et sans la post-compensation de positionnement de seuil. Un gain est effectivement observable, mais il reste limité :

<sup>24</sup>L'octroi d'un poids supérieur au chip à "0" par rapport au chip à "1" du fait de la logique de détection CFAR est effectué ultérieurement



- Cette mesure amène un gain d'un décibel.
- Le plancher de TEB lié au détecteur CFAR est toujours présent, même si il s'est abaissé à  $7.10e-5$  au lieu de  $1e10e-4$ .

Un gain est effectivement présent mais il reste limité et le plancher de TEB lié au détecteur CFAR est toujours présent : un seuil bien placé reste plus performant qu'une correction "artificielle". En procédant de la sorte, nous avons tenté de donner plus de poids à l'information que nous avons, mais cela ne peut pas compenser entièrement l'information qui a été altérée ou non détectée. Même si l'amélioration reste limitée, il faut toutefois noter que cette expérimentation reste incomplète dans la mesure où l'étude de l'optimisation des coefficients de pondération reste à faire.

#### 4.6.4 Conclusion

Etant donnés les résultats obtenus d'une part par le détecteur CFAR et d'autre part par le dispositif de ré-équilibrage des contributions des détections et des non-détections, une bonne solution de compromis entre le coût et les performances serait la suivante :

- L'utilisation d'un détecteur CFAR avec un objectif de TEB fixé à  $1.10^{-5}$ .
- Le maintien du dispositif de post correction de seuil ; même si le gain de performances obtenu est limité, cette piste semble montrer des perspectives intéressantes.

### 4.7 Perspective d'implémentation de la chaîne de traitements numériques

#### 4.7.1 Une passerelle vers la logique asynchrone

##### 4.7.1.1 Logique synchrone et asynchrone

La logique synchrone est utilisée massivement (presque exclusivement) pour la réalisation de circuits numériques en microélectronique. Dans une telle structure l'ensemble des composants logiques fonctionnent au rythme d'un signal d'horloge commun. A chaque front montant de ce signal d'horloge, les entrées des composants logiques sont lues et les sorties sont calculées en fonction de l'état de ces dernières. Un changement d'état sur une entrée ne peut donc être pris en compte qu'au prochain front montant de l'horloge.

En logique asynchrone, il n'existe plus d'horloge globale au circuit et chaque bloc logique attend un (ou plusieurs) événement(s) pour effectuer son traitement et modifier ses sorties en conséquence. Les blocs logiques sont reliés entre eux avec un protocole de communication incluant la signalisation suffisante pour qu'un changement de l'état du bloc N soit notifié au bloc N+1 lorsque les sorties sont stabilisées, et que le bloc N+1 puisse acquiescer au bloc N la prise en compte de ce nouvel état. Grâce à ce protocole d'échange, les différents blocs logiques n'ont plus besoin de travailler de manière synchrone : chacun travaille quand il a des données disponibles et les transmet au bloc suivant.

Ainsi, confrontée à un signal épisodique, une architecture de traitements synchrone va, à tous les coups d'horloge, tester la présence du signal alors qu'une architecture asynchrone ne réagira qu'à l'apparition de ce dernier. Une architecture asynchrone est donc généralement plus complexe que son équivalente synchrone, mais elle peut donner accès à un très important gain de consommation et d'émissions électromagnétiques parasites dues aux battements de l'horloge.

### 4.7.1.2 La logique asynchrone et la radio impulsionnelle

Le principe de fonctionnement des différents traitements de réception proposés dans ce travail reposent sur une base unique : trier et puis sélectionner des impulsions qui sont représentées par un "timbre temporel" caractérisé par la date d'arrivée de l'impulsion. Le système peut donc être scindé en deux sous-ensembles. D'une part, la partie **temps réel** se limite à générer une date d'arrivée à chaque impulsion détectée et de l'autre, la partie **traitements** proprement dite travaille avec les dates d'arrivées déjà attribuées et donc sans contraintes temps réel.

La partie **temps réel** est donc un caractère événementiel : il attend l'arrivée d'une impulsion. Lorsque cet événement se produit, la date d'arrivée est capturée et le timbre temporel correspondant est généré. Ce système n'est pas dépendant d'un temps physique.

La réalisation de ce circuit selon l'approche synchrone voudrait qu'un pas d'échantillonnage  $\Delta t$  suffisamment fin soit défini<sup>25</sup>, puis qu'à tous les  $\Delta t$ , le comparateur soit interrogé par le système pour savoir si une impulsion a été détectée. C'est une approche peu en adéquation avec les rapports cycliques d'émission envisagés (une nanoseconde toutes les 160 -voire 320-nanosecondes) et la grande majorité de ces interrogations recevront une réponse négative.

Par une approche asynchrone, le rythme est donné par les déclenchements du comparateur qui entraîneront les traitements qui leurs sont associés : la capture de la date et l'entrée de celle-ci dans le tableau des dates d'arrivée des impulsions. La modification du tableau de date est en elle-même un événement qui va provoquer un nouveau traitement qui utilisera la nouvelle donnée disponible.

Cette approche est plus originale mais, dans le cas du module de datation au moins, son intérêt est évident :

- Le système est inactif la plupart du temps, ce qui se traduit par un gain net sur la consommation.
- Le théorème de Nyquist ne s'applique plus : la résolution de la base de temps traduit la précision de mesure du temps et donc la capacité à séparer deux impulsions proches. Mais le comparateur détectera une impulsion au moment de son arrivée (indépendamment de la résolution temporelle de la base de temps).

Concernant la partie **traitement** proprement dite, l'intérêt de l'asynchrone est patent : il n'y a pas d'action régulière dans la chaîne de traitement, tout est basé sur l'arrivée d'information nouvelle, comme une mise à jour du tableau de dates d'arrivée ou une évolution de l'état du récepteur. Donc là aussi, il peut être plus efficace de rythmer les traitements de réception par la survenue de ces événements plutôt que par une horloge régulière.

## 4.7.2 La base de temps

### 4.7.2.1 Contraintes

La base de temps est un élément critique de la chaîne de réception. Sa précision a déjà été considérée en détail dans le chapitre relatif à la chaîne d'émission. Le cas du récepteur est sensiblement identique sur ce plan, les conclusions sont donc proches aussi : la précision d'un quartz est suffisante pour couvrir la phase de synchronisation. Pour la suite de la communication, une poursuite d'horloge (de type early/late par exemple) est réalisable puisque la synchronisation fournit une référence de temps locale. Mais en plus de la précision, le récepteur demande également de la résolution. Le récepteur date chaque impulsion reçue et positionne une fenêtre de tolérance autour de cette date. Cette fenêtre ne peut pas être inférieure à la résolution de la base

<sup>25</sup>Suivant le théorème de Nyquist, si les impulsions à détecter durent une nano-seconde,  $\Delta t$  devrait être inférieur à 500 ps

de temps. Ainsi pour une fenêtre d'une nano-seconde, il faut prévoir une base de temps offrant la même résolution.

Ce besoin de résolution est variable suivant l'application envisagée.

- De la résolution dépend la largeur de la fenêtre, et donc par là même le gain de fenêtrage. Plus la résolution est faible, plus la largeur de la fenêtre augmente et plus le gain de fenêtrage se dégrade. Une application pouvant se contenter d'un gain de traitement plus réduit peut tolérer une diminution de la résolution de la base de temps.
- La résolution est la finesse avec laquelle le récepteur peut mesurer le temps. Dans une perspective de géo-localisation, cela s'applique aussi à la mesure de temps de vol : plus la résolution diminue, plus l'imprécision de mesure augmente. Une résolution de 2 nano-secondes correspond à une incertitude de 60cm, à laquelle il faut ajouter les différentes sources d'erreur (détection du premier trajet, décalage d'horloge, géométrie du réseau..). Étant donnée la portée du système, on peut considérer que la géo-localisation n'a pas d'intérêt si la résolution n'est pas d'au moins deux nano-secondes.

La contrainte en résolution est donc relativement forte. La faisabilité d'un oscillateur à 500 MHz n'est cependant plus à démontrer. Le problème réside plutôt dans la possibilité d'embarquer de telle horloge dans un système à faible complexité. Une publication récente [49] apporte une autre solution avec une base de temps capable de générer un signal d'horloge comprise entre 800 MHz et 8 GHz à partir d'un signal d'horloge compris entre 25 et 250 MHz grâce à une double boucle à verrouillage de retard. Réalisé en CMOS  $0,18 \mu\text{m}$ , ce circuit annonce une consommation de 1,6 mW pour une fréquence d'horloge de 25 MHz. Nous pouvons donc considérer que la base de temps n'est plus un verrou technologique majeur pour notre structure de réception.

## 4.8 Conclusion

L'ensemble de ce travail a permis de définir puis réaliser les sous-ensembles nécessaires à la réalisation d'un récepteur UWB-IR, de la tête RF jusqu'au traitement de signal en bande de base. Concernant la partie RF, une solution apte à détecter les impulsions émises a été réalisée, et a fait la preuve de son bon fonctionnement, même si la sensibilité reste à améliorer. Concernant les traitements en bande de base, le verrou de l'acquisition de synchronisation a été levé par la proposition d'un nouvel algorithme qui a fortement simplifié les traitements au prix d'une baisse de performance tout à fait acceptable. L'importance cruciale d'une bonne adaptation du seuil de détection d'impulsion a été montrée, et différentes approches susceptibles de répondre à ce problème ont été étudiées. Il en est ressorti une solution donnant de très bons résultats. Les contraintes de coût de complexité ont rendu son implémentation irréaliste, mais le principe de base a été adapté pour améliorer les performances du classique détecteur CFAR, qui est tout à fait compatible avec les contraintes de notre système. Ce choix de compromis entre performances et complexité caractérise l'ensemble de la chaîne de réception. Cette ligne de conduite a mené à l'élaboration d'un récepteur avec une part analogique réduite (amplificateur faible bruit, diode de détection et comparateur) et une chaîne de réception également très simple : après le comparateur et la datation de chaque franchissement du seuil, le système ne traite plus que des dates d'arrivée d'impulsions. Par la suite l'ensemble des traitements qu'elles subissent n'a plus de contraintes temps réel et se résume à des opérations de tri visant à identifier une redondance, une séquence de saut ou la représentation d'un symbole. Aucune implémentation de ces algorithmes sur une cible matérielle à très faible consommation n'a pour le moment été réalisée. Toutefois, leur relative simplicité et la hausse continue de la puissance de calcul embarquable dans un objet communiquant laisse à penser qu'il n'y a pas d'obstacle majeur à attendre sur ce point.

# Chapitre 5

## Démonstrateur

### Sommaire

---

<b>5.1</b>	<b>Intérêt et difficulté d'un démonstrateur . . . . .</b>	<b>113</b>
5.1.1	Contexte . . . . .	113
5.1.2	Antennes . . . . .	114
5.1.3	Plate-forme d'émission . . . . .	114
5.1.4	L'oscilloscope numérique à échantillonnage rapide comme récepteur UWB-IR . . . . .	115
<b>5.2</b>	<b>Résultats obtenus et perspectives d'amélioration . . . . .</b>	<b>118</b>
5.2.1	Réalisation de la liaison radio UWB . . . . .	118
<b>5.3</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>120</b>

---

## 5.1 Intérêt et difficulté d'un démonstrateur

### 5.1.1 Contexte

Dans les chapitres précédents, un ensemble d'éléments constitutifs d'une chaîne de transmission UWB ont été conçus puis réalisés. Ce sont des prototypes, dont le bon fonctionnement a constitué une preuve de concept pour chaque bloc considéré. Pour l'émission, un prototype complet d'émetteur UWB-IR a été assemblé et fonctionne de manière satisfaisante.

En ce qui concerne le récepteur, nous avons développé des algorithmes de réception, qui ont été implémentés dans une chaîne de simulation écrite en C++. Les simulations ont permis de tester, corriger, améliorer puis valider ces algorithmes.

Il est alors tentant de réunir l'ensemble de ces blocs pour former une chaîne de communication complète et mettre les traitements de réception à l'épreuve de signaux réels. Cela requiert une tête de réception RF<sup>26</sup> et une plate-forme cible sur laquelle porter les algorithmes de réception.

La plate-forme idéale serait donc constituée d'un convertisseur analogique/numérique ultra rapide et de moyens de calcul suffisants pour traiter le flot de données qui en sortirait.

Il manque également une paire d'antennes compatibles avec le signal radio impulsionnel utilisé ici.

---

<sup>26</sup>Le front-end RF décrit dans le chapitre précédent n'était pas encore disponible à ce moment là

### 5.1.2 Antennes

En plus des habituels critères de gain, de diagramme de rayonnement, d'encombrement et d'efficacité, une antenne doit répondre à deux autres critères plus spécifiques pour être utilisable sur un système UWB-IR.

**La largeur de bande :** l'antenne doit présenter un S11 inférieur à -10 dB sur toute la bande considérée qui, dans notre cas, représente 40% de la fréquence centrale. Dans le cas contraire, la désadaptation d'impédance va créer des échos dont une partie reviendra à l'antenne pour être re-rayonnée. Il peut en découler une distorsion de la forme de l'impulsion ou un étalement de l'énergie dans le temps, ce qui créera un effet de multi-trajet avant même que l'impulsion ne soit injectée dans le canal.

**La réponse impulsionnelle :** Même une antenne bien adaptée peut distordre l'impulsion et l'étaler dans le temps. Il s'ensuit une diminution de sa tension crête et l'altération de la forme de l'impulsion par l'ajout d'artefacts (échos sur différents éléments de l'antenne, début de résonance). Les antennes large-bande ont souvent été conçues pour rayonner un signal établi dont la fréquence centrale varie sur une large bande (comme une rampe de fréquence par exemple). C'est le cas, par exemple, des antennes log périodiques, qui présentent une bande très large mais sont inutilisables sur un signal impulsionnel. Le centre de phase de cette antenne n'est pas fixe sur l'ensemble de la bande. De ce fait, toutes les composantes spectrales du signal ne sont pas rayonnées de la même façon, ce qui provoque une distorsion de l'impulsion émise.

Les premières antennes utilisées furent des antennes cornets. Transition entre un guide d'onde et l'espace libre, ces antennes ne sont pas résonantes. En conséquence, leur bande passante est large (jusqu'à 100% de la fréquence porteuse) et elles n'altèrent que faiblement la forme d'onde de l'impulsion. Cependant leur forte directivité limite le phénomène de trajets multiples par rapport aux antennes omnidirectionnelles qui seront utilisées dans la pratique, et leur gain important entament le réalisme du bilan de liaison.

Par la suite, afin de se rapprocher d'un cas plus réaliste, des antennes omnidirectionnelles issues de travaux de R&D de France Télécom [50] ont remplacé les antennes cornets. Ces nouvelles antennes sont des antennes imprimées, de facteur de forme compatible avec la taille et l'encombrement d'un objet communicant de faible dimension.

### 5.1.3 Plate-forme d'émission

A l'issue des travaux consacrés à la chaîne d'émission (cf le chapitre 3), nous disposons d'un générateur d'impulsions et de la logique de contrôle nécessaire à son pilotage. L'assemblage de ces différents éléments permet de former une plate-forme d'émission autonome représentée sur la figure 5.1. Ces principales caractéristiques sont :

- **Réalisation :** Le générateur d'impulsion utilisé repose sur des portes logiques ECL réalisées sur silicium. La logique de contrôle est implantée sur FPGA Flex10k84 d'Altera.
- **Trames émises :** Elle génère en boucle des trames de test composées d'un entête de synchronisation formé de 16 symboles de synchronisation (tous les chips sont mis à "1") puis de 2 octets de données.
- **Puissance d'émission :** La puissance crête d'une impulsion est de 7 dBm et la puissance moyenne d'émission est de -15 dBm pendant l'entête de synchronisation et -18 dBm pendant les données. La réglementation FCC autorise jusqu'à -9,5 dBm pour les 1,5 GHz de bande à -10 dB utilisée.

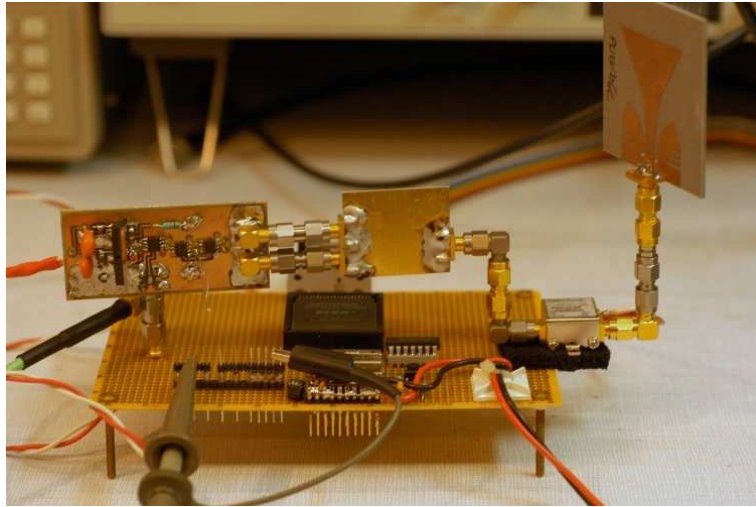


FIG. 5.1 – Plate-forme d'émission UWB-IR

#### 5.1.4 L'oscilloscope numérique à échantillonnage rapide comme récepteur UWB-IR

Jusqu'à encore récemment, l'oscilloscope était un instrument qui devenait inutile dès que les signaux à examiner dépassaient quelques centaines de MHz. L'examen de ces signaux UHF se faisaient uniquement dans le domaine fréquentiel, à l'aide d'un analyseur de spectre.

L'oscilloscope numérique à échantillonnage rapide, aussi appelé DSO (Digital Sampling Oscilloscope), a fait évoluer cette situation. Avec 4 voies d'acquisition présentant chacune 6 GHz de largeur de bande analogique et une cadence d'échantillonnage de 20 GHz, cet instrument est le seul à permettre d'examiner dans le domaine temporel des signaux UHF et SHF. C'est aussi le seul instrument qui permet de "voir" la forme des impulsions transmises par un système UWB-IR.

Mais l'oscilloscope à échantillonnage rapide peut être plus qu'un instrument de mesure : grâce à ses importants moyens de calcul, il est également capable d'appliquer au signal examiné un grand nombre de traitements très variés et hautement paramétrables. De ce constat vient l'idée de se servir du DSO comme d'une plate-forme de développement pour des algorithmes de traitement de signal. L'ensemble des traitements de réception utilisés jusqu'alors en simulation ont donc été portés sur l'oscilloscope numérique.

##### 5.1.4.1 Traitements de réception

Dans la chaîne de réception, l'oscilloscope se situe juste après l'antenne. Il devra donc prendre en charge l'ensemble des traitements de réception : filtrage, détection d'impulsion, acquisition de synchronisation, démodulation et prise de décision.

L'oscilloscope est capable d'exécuter, sur le signal capturé, un ensemble de traitement défini par un script Matlab. A titre d'exemple, la figure 5.2 présente ainsi le résultat de l'exécution d'un script simulant une tête RF. La trace du haut est le signal de déclenchement du générateur d'impulsion. Le signal reçu à la sortie de l'antenne (trace du milieu) est élevé au carré, puis filtré, ce qui aboutit au signal de la trace du bas de la figure.

Mais pour des traitements plus complexes, il est également possible de configurer l'oscilloscope

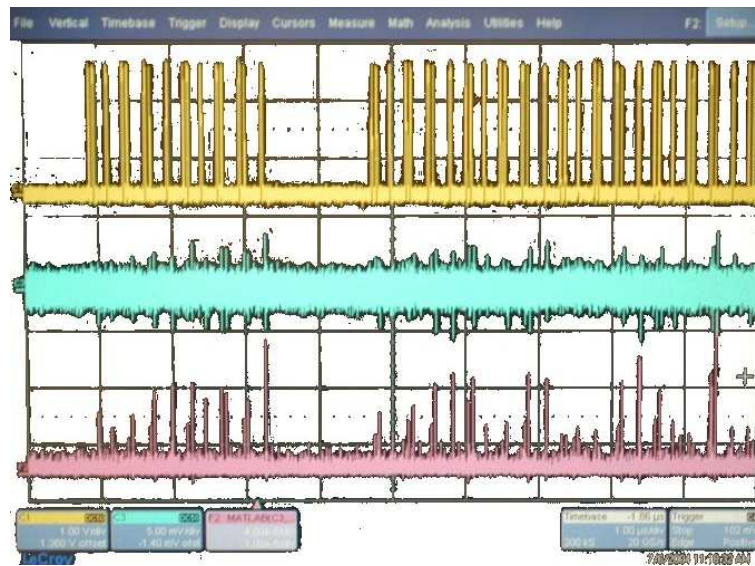


FIG. 5.2 – Tête de réception définie par un script Matlab sur DSO

pour qu'il mette à disposition d'un programme externe une zone mémoire d'échange. Après chaque acquisition, les données échantillonnées sont mises à disposition d'un programme externe et un système de drapeau permet de gérer la coopération entre l'oscilloscope et le programme externe : un signal indique au programme externe la disponibilité de nouvelles données, et un second signal indique à l'oscilloscope la fin des traitements du programme externe, ce qui ré-arme l'oscilloscope pour une nouvelle acquisition.

Cette fonctionnalité permet d'adapter, avec des modifications assez mineures, le code du simulateur de manière à ce qu'il ne travaille plus avec des signaux qu'il synthétise lui même mais avec les signaux que l'oscilloscope a capturés. Il découle de tout ceci un récepteur UWB-IR entièrement défini par un code C++, ce qui se traduit par une très grande souplesse quand au développement, le test et la validation du code.

L'oscilloscope capture une trame composée de deux octets d'entête de synchronisation et de deux octets de charge utile <sup>27</sup>. Une fois la trame disponible en mémoire, le récepteur la traite par blocs de deux temps symbole suivant le schéma de la figure 5.3. Il recherche d'abord l'entête de synchronisation de la trame, puis lance la procédure itérative de synchronisation. Une fois la synchronisation acquise, les symboles sont démodulés, affichés et comparés avec la trame de test théorique afin de détecter d'éventuelles erreurs.

#### 5.1.4.2 Adaptations et limitations

Ce système offre une grande souplesse : il permet de confronter immédiatement un algorithme de réception à une situation réelle. Toutefois un oscilloscope n'est pas un récepteur radio, et il en découle quelques limitations, qui peuvent dans certaines limites, être compensées ou contournées.

Ces limitations se traduisent notamment au niveau de la sensibilité : la résolution maximale est de 10 mV par division, et pour être détectable, il faut qu'un signal occupe au moins une demi division, soit 5 mV. Le niveau de bruit du système est également élevé : en l'absence de

<sup>27</sup>La charge utile a été fortement réduite pour que la trame soit suffisamment courte pour tenir dans la mémoire d'acquisition de l'oscilloscope

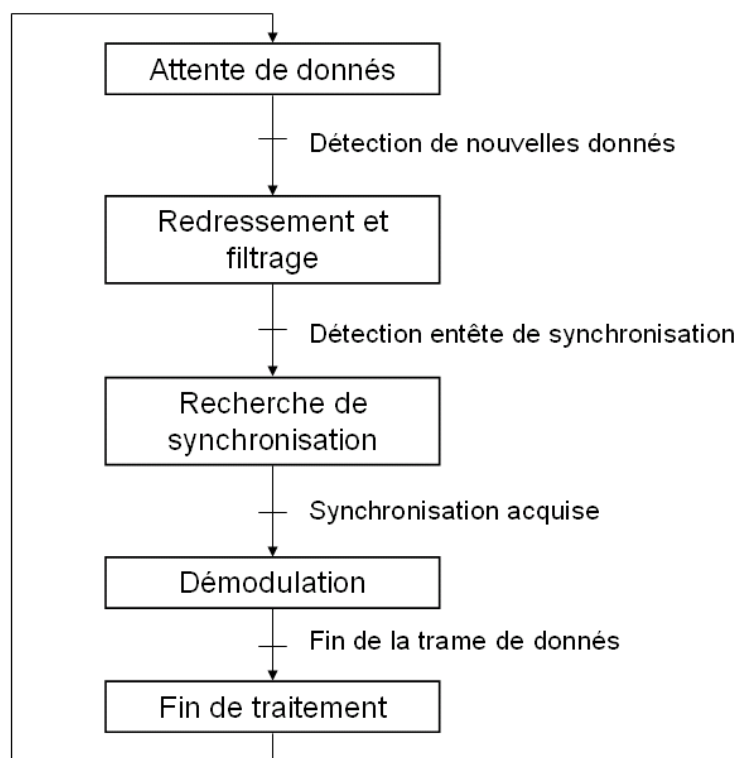


FIG. 5.3 – Fonctionnement du logiciel de réception implanté sur l'oscilloscope numérique.



tout signal, un niveau de bruit moyen de 2mV est présent en permanence. Cela tient aux étages d'entrées du DSO et à la fréquence d'échantillonnage : cette dernière étant de 20 Giga-échantillons par seconde, la bande de bruit fait 10 GHz. Ces défauts peuvent être partiellement compensés de la manière suivante :

- Un amplificateur faible bruit entre l'antenne et l'entrée de l'oscilloscope : Dans une chaîne de réception, le facteur de bruit est majoritairement fixé par le premier étage d'amplification et ce qui le précède. Mettre un amplificateur de réception juste derrière l'antenne permet donc de limiter ce facteur de bruit et d'augmenter la sensibilité du système.
- Un filtre de bande entre le LNA et l'oscilloscope : l'échantillonnage se faisant sur 8 bits, le système manque de dynamique. Il en ressort qu'un signal fort, même à bande étroite et en dehors de la bande utilisée est capable de saturer les convertisseurs et donc de masquer complètement le signal UWB. Un filtre de bande interne n'a aucun effet puisque la numérisation du signal a été incomplète. Un filtre de bande externe placé sur l'entrée de l'oscilloscope permet de limiter l'amplitude d'un interférent hors bande. Dans le cas d'un interférent dans la bande, la seule possibilité est de diminuer manuellement la sensibilité l'oscilloscope.
- Un filtre de bande interne juste avant la détection : Même si le signal en entrée est filtré, cela ne supprime pas le bruit interne de l'oscilloscope. Mais il est possible d'insérer dans le logiciel de réception un filtre de bande numérique juste avant l'étape de redressement. Ainsi les composantes hors bande sont fortement atténuées.

L'utilisation de l'oscilloscope comme récepteur est donc pertinente lorsqu'on l'utilise comme plate-forme de développement ou comme preuve de concept. C'est une étape très appréciable entre la simulation et le prototype : le système à tester fonctionne dans une situation réelle, tout en proposant la flexibilité d'un code de simulation

## 5.2 Résultats obtenus et perspectives d'amélioration

La réalisation de ce démonstrateur a donné lieu à la première transmission radio UWB avec des systèmes entièrement développés au sein de France Télécom. La configuration de la manipulation apparaît sur la photo 5.4.

### 5.2.1 Réalisation de la liaison radio UWB

#### 5.2.1.1 Conditions de liaison

Dans cette configuration l'émetteur émet des trames en permanence. Il dispose d'une puissance d'émission crête de 5 dBm et d'une puissance moyenne de -15 dBm. Le débit brut de la liaison est de  $780\text{ kbit}\cdot\text{s}^{-1}$  pour une distance de 5m. Le tableau 5.5 reprend l'ensemble de ces données

La première chose qui ressort de cette manipulation est que les performances obtenues, tant en débit qu'en portée, sont de l'ordre de celles d'une liaison Bluetooth de classe II. Il n'y a qu'une différence : un système Bluetooth de classe II nécessite une puissance moyenne de 10 dBm là où le système UWB-IR se contente de -15 dBm, soit 25 dB d'écart. Ceci met donc en évidence la capacité d'un système radio impulsionnelle à travailler avec une puissance rayonnée nettement plus basse que les systèmes à bande étroite.



FIG. 5.4 – Première transmission UWB-IR à France Telecom R&amp;D

Puissance crête	7 dBm
Puissance moyenne	-15 dBm
Débit brut	$780\text{ kbit}\cdot\text{s}^{-1}$
Distance	5m
Puissance reçue	-58 dBm

FIG. 5.5 – Conditions de réalisation de la liaison radio

### 5.2.1.2 Fiabilité de liaison

La configuration du système rend difficile la mesure de performance. Les trames sont trop courtes pour qu'une mesure de taux d'erreur binaire ait vraiment un sens. La mesure d'un taux d'erreur paquet (PER) est impossible : l'émetteur émet des trames en boucle alors que le récepteur ne peut pas travailler en temps réel : il capture une trame, la traite, puis se ré-arme pour une nouvelle capture. Ainsi, seule une faible partie des trames émises est capturée. En conséquence, il est pratiquement impossible de faire une mesure de taux d'erreur paquet. La métrique mise en place consiste donc en une comparaison du train de bits reçus avec la définition de la trame de test, ce qui permet de détecter et comptabiliser les erreurs sur les symboles. Une telle mesure a été faite sur 118 000 trames dans des conditions de liaison relativement mauvaises : les impulsions sont à la limite du visible sur la trace de l'oscilloscope, ce qui revient à leur appliquer le critère de sensibilité tangentielle<sup>28</sup>. Dans ces conditions de liaison, aucune erreur symbole ne fut enregistrée sur les trames traitées, ce qui nous amène à conclure que, lorsque la synchronisation a pu être acquise, la modulation est suffisamment robuste pour permettre une réception sans erreur.

### 5.2.1.3 Trajets multiples et résolution temporelle

A l'aide de la fonction de moyennage de l'oscilloscope numérique, il est possible d'obtenir une importante réduction du bruit. Via ce procédé, nous avons pu obtenir la réponse impulsionnelle

<sup>28</sup>Ce critère est atteint lorsque le niveau bas de l'enveloppe de l'impulsion atteint le niveau haut du bruit tel qu'illustré figure 4.9

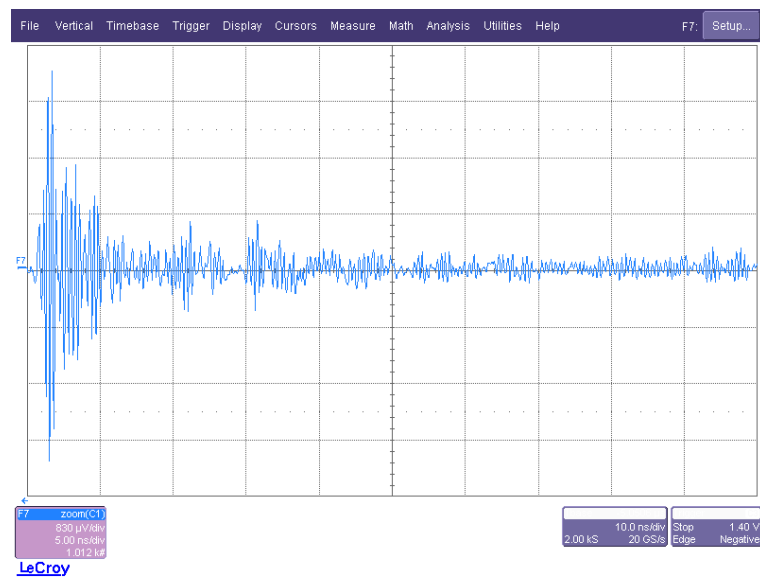


FIG. 5.6 – Réponse impulsionnelle du canal radio

du canal radio utilisé<sup>29</sup>(cf figure 5.6).

Cette mesure correspond à un canal à vue directe (LOS) dans un environnement "laboratoire" alors que la distance entre les deux antennes est de 2 mètres. Même dans ces conditions très favorables, la présence de nombreux trajets est notable, et la tendance à accumuler un "magma" d'énergie derrière le trajet principal se vérifie.

Une manipulation simple permet de vérifier la résolution du signal UWB : sur la figure 5.7 nous distinguons clairement une première impulsion, suivie d'une seconde impulsion 1,5 nanosecondes derrière. Cette seconde impulsion correspond à un second trajet créé par une plaque métallique disposée 20 cm derrière l'antenne de réception. La différence de marche est de 40 cm, ce qui correspond à 1,4 nanosecondes de retard.

Sur la figure 5.8 la plaque a été reculée de 10 cm, ce qui a provoqué une augmentation du retard de l'impulsion réfléchiée pour atteindre 2 nanosecondes, ce qui correspondant aux 20 cm de différence de marche supplémentaire due à un écart plaque/antenne qui fait maintenant 30 cm. Par ailleurs, l'inversion de la phase de l'impulsion réfléchiée, en raison de la réflexion sur un corps conducteur, est très visible.

### 5.3 Conclusion

Cette expérimentation a permis de tester en vraie grandeur l'ensemble de la chaîne de communication, laquelle a donné entière satisfaction. La comparaison du résultat obtenu avec une liaison Bluetooth est tout à fait satisfaisante en ce qu'elle démontre clairement la capacité de l'UWB-IR à exploiter une puissance rayonnée bien plus faible que les techniques radio traditionnelles.

Cette expérimentation fut aussi l'occasion de découvrir en l'oscilloscope numérique une plateforme de test d'algorithmes de traitement du signal très puissante : elle offre le confort et la puissance d'un PC, et des capacités de numérisation exceptionnelles sans nécessiter aucun portage

<sup>29</sup>La stationnarité du canal était assurée durant le temps de la mesure

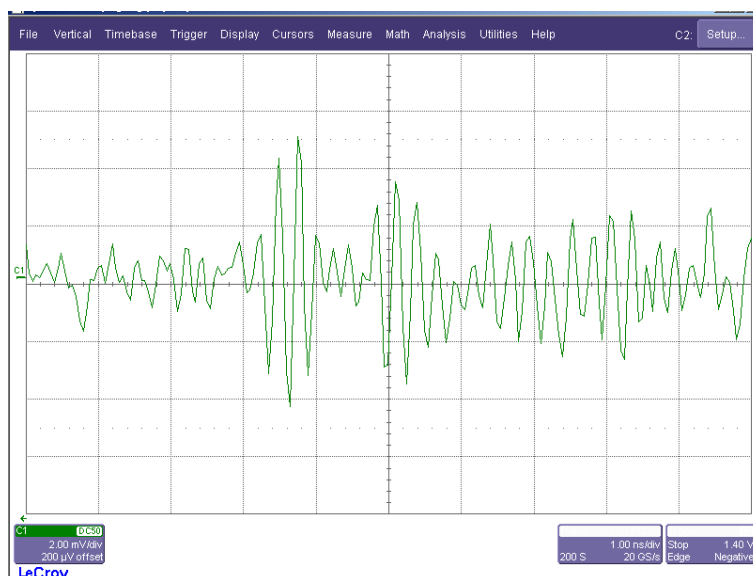


FIG. 5.7 – Impulsions reçues avec une plaque métallique 20 cm derrière l’antenne

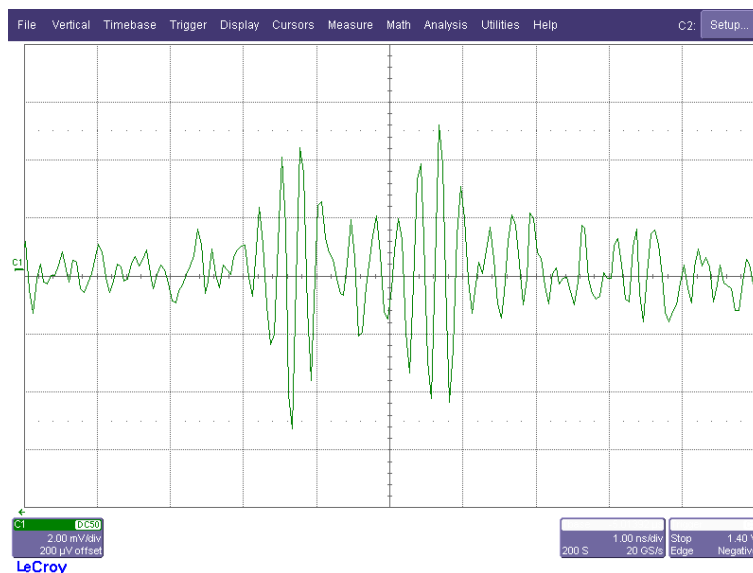


FIG. 5.8 – Impulsions reçues avec une plaque métallique 30 cm derrière l’antenne

de code. Le test et la validation d'algorithme sur signal réel peut donc se faire de manière presque immédiate.

# Chapitre 6

## Conclusions et Perspectives

### Sommaire

---

<b>6.1</b>	<b>Conclusions</b>	<b>123</b>
<b>6.2</b>	<b>Perspectives</b>	<b>125</b>
6.2.1	Chaîne d'émission	125
6.2.2	Chaîne de réception	126
6.2.3	Couche MAC et couches réseaux supérieures	126
6.2.4	Sur le plan réglementaire	127

---

### 6.1 Conclusions

Ce travail de thèse a porté sur l'étude de faisabilité d'une technologie extrêmement prometteuse : la radio impulsionnelle à ultra large bande (UWB-IR). Il s'agit d'une technologie en complète rupture avec les techniques traditionnelles de la radio. L'originalité et la nouveauté du concept a créé un enthousiasme assez intense devant les multiples promesses de cette technologie : "Mégabits@microwatt", tel était l'avenir promis par l'UWB-IR pour une start-up américaine pionnière de la technologie. Considéré comme le Graal de la radio par les uns et comme une idée sans avenir par d'autre, le potentiel réel de la radio impulsionnelle restait entaché d'un certain flou, en partie entretenue par la diversité des applications possibles :

- Grâce à la très grande largeur de bande du signal UWB-IR, la radio impulsionnelle donne accès à une résolution temporelle très fine, ce qui ouvre pour la première fois la possibilité de réaliser une géolocalisation de qualité sub-métrique. Cette forte résolution devait aussi écarter toute possibilité de recombinaison de trajet destructive, conférant à la technologie une grande robustesse en milieu radio-électrique difficile.
- L'accès à des débits de plusieurs centaines de Mbit/s ouvrait à l'UWB-IR la porte des réseaux locaux sans fil à très haut débits, alors que son potentiel pour la faible consommation lui désigne une place toute trouvée dans les objets communicants à grande autonomie (réseau de capteurs, étiquette RF).
- Enfin, sa capacité présumée à réutiliser des bandes de fréquences déjà attribuées à des utilisateurs "bande étroites" devait mettre fin aux problèmes de congestion du spectre.

Si ces points se révèlent même partiellement fondés, l'UWB-IR constituera une technologie clef pour la création de nombreux services et applications innovantes. L'enjeu d'une meilleure compréhension de son fonctionnement et de ses possibilités est donc grand.

L'étude bibliographique du premier chapitre avait pour but principal d'identifier le domaine d'application le plus à même de tirer partie des spécificités du concept de radio impulsienne. Cette étude bibliographique a permis de constater que la radio impulsienne ne part pas de zéro : cette technologie est issue du monde du radar, qui exploite couramment des impulsions extrêmement brèves. Certains points, connexes avec les techniques radar (détection d'impulsion, antennes), ont pu bénéficier de ces travaux, ce qui n'est pas le cas des thèmes liés aux problématiques purement radiocommunications, telle la réception multitrajet par exemple. L'étude bibliographique du canal radio UWB a mis en exergue entre autres sa grande complexité, contrepartie logique de la résolution temporelle du signal UWB-IR. La complexité et la richesse en trajet multiple du canal UWB-IR conduisent au constat d'un risque important d'interférence entre impulsions lorsque la fréquence de répétition d'impulsion est élevée, ce qui est généralement le cas des communications très haut débit. De ce fait, des techniques complexes d'égalisation (traitements multitrajet et/ou de suppression d'interférences) risquent d'être nécessaires pour le bon fonctionnement d'une communication UWB-IR à très haut débits. Il ressort donc de cette étude qu'en l'état actuel des choses, l'apport de l'UWB-IR pour les communications très haut débits par rapport à des technologies plus usuelles comme l'OFDM n'est pas clairement établi. Cela d'autant plus que, sur un terminal capable de traiter de tel débits, les facteurs de coût et de consommation sont moins critiques que pour les applications bas débits.

A partir des constats du chapitre précédent, le chapitre 2 entérine l'orientation bas débit de ce travail de thèse. Il confirme la démarche de prototypage visant à concevoir et réaliser une chaîne de communication UWB-IR au titre de preuve de concept de nos travaux. Dans ce but, une couche physique adaptée aux communications UWB-IR à bas débit pour des objets communicants à faible coût et grande autonomie est intégralement spécifiée. Cette couche physique est compatible avec des structures d'émission et de réception à faible complexité, grâce, en particulier, au recours à un système de détection non-cohérent. Le résultat de ce travail de spécification est une couche physique présentant un débit brut de 780 kbits/s à 30 mètres dans la plupart des canaux retenus.

Concernant la génération d'impulsions et plus généralement l'émetteur, les travaux du chapitre 3 ont permis de lever les principales incertitudes. Nous avons montré la possibilité de générer des impulsions compatibles avec les contraintes de l'UWB-IR avec une structure extrêmement simple, sans oscillateur RF ni mélangeur. Le générateur d'impulsion repose sur une paire de portes logiques et une ligne à retard. La logique de pilotage, décrite en VHDL, occupe 320 portes sur un FPGA d'entrée de gamme et est cadencé par une horloge à 50 MHz. Cette structure, est transposable vers une réalisation intégrée en CMOS, ce qui devrait amener des gains substantiels sur le plan de la consommation et des niveaux de sortie. La possibilité de réaliser un système d'émission UWB-IR à très faible coût est donc démontrée.

Comme cela est souvent le cas en radio, la complexité se trouve plutôt sur le récepteur que sur l'émetteur. Le chapitre 4, consacré à la chaîne de réception a abouti à la spécification d'un système de réception à faible complexité. La conception de l'étage de détection RF a montré la faisabilité d'un détecteur d'enveloppe extrêmement simple à très faible consommation. Cette simplicité se paye cependant par une sensibilité réduite que la réglementation interdit de compenser par une augmentation de la puissance d'émission. La clé pour l'obtention de l'importante réduction de complexité voulue tient à l'approche retenue pour l'exploitation du signal d'enveloppe. Cette approche est originale en ce qu'elle considère qu'il n'est pas nécessaire de numériser fidèlement le signal d'enveloppe : l'information importante n'est pas l'amplitude du signal, mais l'absence ou la présence d'une impulsion à un instant donné. Ainsi, la numérisation de l'enveloppe consiste simplement en la détection d'une impulsion par le franchissement d'un seuil, et l'association d'une date d'arrivée à chacune des impulsions détectées. C'est le vecteur de dates d'arrivée ainsi formé qui est exploité dans l'ensemble des traitements de réception. Cette approche originale a

conduit à la conception d'un ensemble d'algorithmes de réception spécifiquement adapté à cette situation. Il en découle un algorithme de synchronisation qui repose sur un parcours d'arbre parmi les dates d'arrivée au lieu de la coûteuse corrélation glissante utilisée jusqu'alors. Les travaux sur le positionnement du seuil de détection et la prise de décision sur les symboles ont débouché sur un bon compromis entre efficacité et complexité pour la réalisation de ces fonctions essentielles. L'ensemble détecteur et algorithme de traitement numérique constitue un récepteur UWB-IR complet. L'implémentation de ces algorithmes sur un système embarqué n'a pu être étudiée faute de temps. Néanmoins, ils ont été conçus dans un but de simplicité et ne devraient pas poser de souci majeur. La base de temps utilisée par le récepteur est également un point critique qui n'a pas été étudié de près en raison de l'existence de solutions adaptées dans la littérature. Nos travaux démontrent la faisabilité d'un récepteur UWB-IR à faible complexité.

Enfin l'établissement d'une liaison radio UWB-IR est décrit dans le chapitre 5. Le récepteur utilisé était un oscilloscope numérique à échantillonnage rapide sur lequel les algorithmes de traitement numérique ont été portés, ce qui a permis de les tester en situation réelle. L'émetteur était la plateforme décrite dans le chapitre 5. La chaîne de communication UWB-IR ainsi constituée a permis d'attendre un débit de 780 kbit/s à 5m alors que la puissance moyenne d'émission était de -15dBm. Le couple débit/portée obtenu ici est comparable à celui d'une interface Bluetooth, à la différence de la puissance d'émission qui est inférieure de 25 dB dans le cas UWB-IR. Ce constat confirme l'intérêt de la technologie UWB-IR pour les systèmes radio à basse puissance. D'autre part cette expérimentation a également permis de s'assurer du bon fonctionnement et de la compatibilité de l'ensemble des éléments de la chaîne de communication lors d'une utilisation réelle.

En conclusion de cette étude, l'intérêt de la technologie UWB-IR ne fait plus de doute pour tous les besoins de communication combinant courte portée et grande autonomie. La fonction d'émission ne présente aucun point bloquant pour son implémentation dans divers objets communicants de toute nature. La faisabilité d'un récepteur UWB-IR est également plus claire : des algorithmes à faible complexité ont montré qu'ils pouvaient assumer les principales fonctions clés du système tout en préservant son potentiel pour la géolocalisation<sup>30</sup>. Certains blocs constitutifs du récepteur n'ont pas été considérés ici en raison de l'existence de solution satisfaisante dans la littérature. L'intérêt de l'UWB-IR à bas débit pour des objets communicants ayant de fortes contraintes de coût et de consommation est donc démontré.

## 6.2 Perspectives

### 6.2.1 Chaîne d'émission

Nous considérons maintenant la chaîne d'émission comme stabilisée. Cependant, certaines améliorations peuvent encore être apportées, en particulier la composition d'une impulsion complexe, combinaison linéaire de plusieurs impulsions élémentaires dont l'amplitude et le retard sont ajustés de manière à correspondre à un gabarit spectral donné. En outre, il serait utile de réaliser une étude d'intégration avec un procédé CMOS afin d'évaluer précisément le coût de revient et la consommation électrique du dispositif.

---

<sup>30</sup>Les récepteurs à accumulation d'énergie répondent aussi au critère de faible complexité, mais ne peuvent être utilisés pour la géolocalisation



### 6.2.2 Chaîne de réception

La faisabilité d'un système de détection non cohérente d'impulsion UWB a été démontrée, et ses avantages en termes de coût et de complexité ont été confirmés. Néanmoins, la sensibilité du système obtenue est très faible et doit être améliorée pour être réellement exploitable. Cette faible sensibilité étant directement liée au principe de détection par diode Schottky, il peut être intéressant d'étudier de manière plus approfondie d'autres techniques de détection quadratique à base de cellule de Gilbert par exemple. Les progrès dans le domaine des procédés micro-électroniques permettent d'envisager à plus moyen terme la réalisation de diodes tunnels sur un substrat Silicium<sup>31</sup>, ce qui ouvrira alors de nouvelles possibilités pour la détection d'impulsions ultra courtes.

Concernant la chaîne de traitement numérique (qui inclut ici la conversion analogique numérique), les résultats de simulation et d'expérimentation ont confirmé la validité des choix effectués. Cependant, un certain nombre de pistes n'ont pas été complètement explorées. Ainsi une étude analytique des mécanismes d'ajustement et de correction de seuil permettrait d'établir un paramétrage optimal de ces systèmes et donc un gain en performance. Ceci est d'autant plus vrai que les chiffres proposés ici sont donnés pour un cas générique et dans l'optique d'établir une preuve de concept plutôt qu'un système très optimisé. Ils peuvent donc être optimisés pour des cas ou des applications spécifiques avec, à titre d'exemple le recours à un code correcteur d'erreur, une modulation d'ordre plus élevé ou une robustesse accrue via un nombre d'impulsion par symbole plus important.

Par ailleurs, étant donnée la caractéristique fortement multitrajet du canal UWB-IR, l'étude d'un système de détection et de réception multitrajet est souhaitable. Elle sera toutefois soumise à de très fortes contraintes en terme de surcoût sur le prix de revient comme sur la consommation électrique.

L'implémentation de cette chaîne de traitement numérique en logique asynchrone constitue un axe de recherche prometteur. L'approche événementielle de cette chaîne se s'accorde très bien au mode de fonctionnement de la logique asynchrone, qui ne réagit pas en fonction d'un signal d'horloge mais de la survenue d'événements. Les avantages qui en découlent en termes de consommation et de bruit électronique devraient donc être importants et répondent bien aux contraintes du système.

### 6.2.3 Couche MAC et couches réseaux supérieures

La couche physique présentée ici a été conçue pour être facilement utilisable avec la couche MAC du standard IEEE 802.15.4, laquelle n'est pas particulièrement optimisée pour les systèmes UWB. Il existe un travail important à mener pour définir une couche MAC optimale pour cette couche physique et les applications auxquelles elle est destinée (réseaux de capteurs et réseaux ad-hoc). Une optimisation conjointe de la couche MAC et de la couche physique permettrait de tirer pleinement partie des spécificités de la couche physique et de minimiser l'impact de certaines faiblesses de la radio impulsionnelle. Nous pensons en particulier à la difficulté de détecter la présence d'un signal UWB-IR qui complique grandement la réalisation d'un mécanisme efficace d'accès au canal.

---

<sup>31</sup>Du fait de ses deux états stables et de sa grande rapidité de transition entre ces deux états, la diode tunnel est un élément très intéressant pour la réalisation de mémoire ultra rapide. Il existe donc une activité de recherche sur sa réalisation silicium

#### 6.2.4 Sur le plan réglementaire

Observé des deux cotés de l'Atlantique, ce chantier réglementaire assez extraordinaire a mis en lumière les faiblesses d'un système réglementaire rigide, reposant sur le principe de la primauté du premier demandeur. Les bandes sont affectées par une administration centrale de manière statique aux services demandeurs dans l'ordre des demandes et en fonction de la disponibilité de bande. Il est très délicat de remettre en cause une affectation de bande au motif qu'il faut aménager une bande pour un nouveau service.

Avec la raréfaction de la ressource spectrale, ce système monolithique de gestion statique et centralisée arrive à la limite de ses possibilités. Il n'est pas assez souple pour permettre une utilisation optimale du spectre. Le développement récent des techniques de limitation d'interférence (en anglais mitigation)<sup>32</sup> ainsi que l'apparition du concept de la radio cognitive<sup>33</sup> présente une approche alternative très intéressante, pouvant déboucher sur la délégation au réseau d'au moins une partie de la gestion du spectre, ce qui permettra une utilisation du spectre plus souple et donc plus apte à répondre efficacement à un besoin précis à un endroit précis du temps et de l'espace. Tout ceci marque le début d'une nouvelle méthode de gestion du spectre, dans laquelle la radio ultra large bande, entre autre, trouvera sans doute sa place et probablement son rôle.

---

<sup>32</sup>Le premier exemple aura été le DFS exigé par l'Europe pour les systèmes 802.11.a

<sup>33</sup>Un système radio cognitif est capable d'analyser son environnement radioélectrique pour trouver par lui même une zone du spectre lui permettant de communiquer sans gêner ni être gêné



# Glossaire

**AsGa** : Arseniure de Gallium  
**BPSK** : Binary Phase Shift Keying (modulation de phase à 2 états)  
**CDMA** : Code Division Multiple Access (accès multiple à répartition de code)  
**CEPT** : Conférence Européenne des Postes et Télécommunications  
**CMOS** : Complementary Metal Oxide Semiconductor  
**CSMA/CA** : Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (accès multiple à détection de porteuse et évitement de collision)  
**CSMA/CD** : Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (accès multiple à détection de porteuse et détection de collision)  
**DARPA** : Defense Advanced Research Projects Agency  
**DSO** : Digital Sampling Oscilloscope (Oscilloscope à échantillonnage rapide)  
**DSP** : Densité Spectrale de Puissance  
**ECC** : Electronic Communication Committee  
**ECL** : Emitter Coupled Logic  
**FCC** : Federal Communication Commission  
**FDMA** : Frequency Division Multiple Access (accès multiple à répartition de fréquence)  
**FFT** : Fast Fourier Transformation (Transformé de Fourier rapide)  
**GPS** : Global Positioning System  
**GSM** : Global System for Mobile  
**IR** : Impulse Radio (radio impulsionnelle)  
**ISM** : Industriels, Scientifique et Medical (désigne des bandes de fréquence libre à 434, 868 et 2445 MHz)  
**LDR** : Low Data Rate (bas débit)  
**LOS** : Ligne Of Sight (vue directe)  
**LVTTTL** : Low Voltage TTL  
**LVECL** : Low Voltage ECL  
**MAC** : Medium Access Control (couche de contrôle d'accès au média)  
**MMSE** : Minimum Mean Square Error (minimum d'erreur quadratique moyenne)  
**NF** : Noise Factor (facteur de bruit)  
**NLOS** : Non Ligne Of Sight (sans vue directe)  
**NTIA** : National Telecommunication and Information Administration  
**OFDM** : Orthogonal Frequency Division Multiplexing  
**OOK** : On Off Keying  
**PA** : Power Amplifier (amplificateur de puissance)  
**PAM** : Pulse Amplitude Modulation  
**PPM** : Pulse Position Modulation  
**QPSK** : Quadrature Phase Shift Keying (modulation de phase en quadrature)  
**RADAR** : RAdio Detection And Ranging

**RSB** : Rapport Signal à Bruit

**SiGe** : Silicon-Germanium

**SRD** : Step Recovery Diode

**TDMA** : Time Division Multiple Access (accès multiple à répartition temporelle)

**TEB** : Taux d'Erreur Binaire

**TG** : Task Group

**TH** : Time Hopping (saut temporel)

**TTL** : Transistor Transistor Logic

**UWB** : Ultra Wide Band

**UMTS** : Universal Mobile Telecommunication System

**UNII** : Unlicensed National Information Infrastructure (Désigne généralement la bande ouverte au réseaux sans fil entre 5,15 et 5,8 GHz)

# Bibliographie

- [1] J. Schwoerer B. Miscopein B Uguen. Single Correlator Multiple Paths Receiver for UWB Impulse Radio Communications. In *European Conference on Propagation and Systems*, March 2005.
- [2] J. Schwoerer et al. A discrete fully logical and low-cost sub-nanosecond UWB pulse generator. In *2005 IEEE Annual Conference on Wireless and Microwave Technology*, April 2005.
- [3] I. Siaud et J. Schwoerer. Les systèmes radio WPAN à courte portée . In *Journée d'Etude SEE : Très courte ou très longue portée ? Quelle place pour les communications radio ? Quels nouveaux défis pour le traitement du signal ?*, Juin 2004.
- [4] P. Martigne et J. Schwoerer. Signaux UWB Impulsionnels . In *Journées scientifiques 2006 du CNFRS : Vers des radiocommunications reconfigurables et cognitives*, Mars 2006.
- [5]
- [6] R. A. Scholtz. Multiple Access with Time Hopping Impulse Modulation - Invited Paper. In *IEEE Military Communications Conference - Bedford*, 1993.
- [7] FCC. First Report and Order Regarding UWB Transmission. Technical Report ET Docket 98-153, Federal Communication Commission, Washington, D.C. 20554, 14 February 2002.
- [8] R. J. Fontana et al. Commercialization of an UWB Precision Asset Location System. In *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies - Reston*. Multispectral Solutions, Inc., IEEE, November 2003.
- [9] J. Foerster et al. On Ultra Wideband Technology for Short or Medium Range Wireless Communication. *Intel Technology journal*, Q2 2001.
- [10] T. Carlberg. Analysis of UWB (Ultra Wideband) for indoor geolocation. Master's thesis, Chalmers University of Technology.
- [11] M. Welborn. DS-UWB Physical layer proposition. *IEEE TG 802.15.4a*, (15-03-0334-00-0003a), 2003.
- [12] R. Aiello and A. Dabak. Multiband OFDM Physical Layer Presentation. *IEEE TG 802.15.4a*, (15-03-0449-00-0003a), 2003.
- [13] Chia-Chin Chong et al. UWB Direct Chaotic Communication System. *IEEE TG 802.15.4a*, (15-05-0030-02-0004a), Janvier 2005.
- [14] J. Gerrits et al. Principle and Limitations of UWB FM Communications Systems. *EURASIP journal on Applied Signal Processing*, (2005 :3) :382–396, 2005.
- [15] A. F. Molisch D. Cassioli, M. Z. Win. A statistical Model for the UWB indoor Channel. In *IEEE Vehicular Technology Conference - Rhodes.*, 2001.
- [16] R. A. Scholtz and M. Z. Win. Impulse Radio : How it works? *IEEE Communication Letters*, 2, Janvier 1998.

- [17] L. W. Fullerton and I. A. Cowie. Ultrawide band communication system and method. US Patent N° US 5677927, 1997.
- [18] L. W. Fullerton and I. A. Cowie. Time domain transmission method. US Patent N° US 5363108, 1997.
- [19] W. Hirt and D. L. Moeller. The global view of a wireless system integrator. In *International Symposium on Advanced Radio Technologie - Boulder*, 2002.
- [20] R. A. Scholtz and M. Z. Win. UWB Time-Hopping Spread Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple Access Communication. *IEEE Transactions on Communications*, Avril 2000.
- [21] P. Ciblat A.-L. Deleuze, C. J. Le Martret. Time-hopping code characterization for multiuser interference mitigation in ultra wide band impulse radio. In *IEEE Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 617–621, 2004.
- [22] Z. Irahhauten et al. An overview of ultra wide band indoor channel measurements and modeling. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14 :386–388, December 2004.
- [23] M. A. Barnes M. Z. Win, R. A. Scholtz. Ultra Wide Bandwidth Signal Propagation for Indoor Wireless Communications. In *IEEE International Conference on Communications - Montréal.*, 1997.
- [24] R. A. Scholtz and M. Z. Win. Impulse Radio. In *Personal Indoor Mobile Radio Conference - Helsinki*, 1997.
- [25] A. F. Molish et al. IEEE 802.15.4a Channel Model - final report. Technical Report 15-04-0662-03, IEEE, 2004.
- [26] F. Ramirez-Mireles. On the Performance of Ultra Wide Band Signals in Gaussian and Dense Multipath. In *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, volume 50, janvier 2001.
- [27] R. Fleming and C. Kushner. Integrated CMOS Ultra Wide Band Localizers. Aether Wire & Location, Inc., 21 novembre 2001.
- [28] M. Z. Win and R. A. Scholtz. Energy capture vs. Correlator Resources in Ultra Wide Bandwidth Wireless Communication Channel. In *IEEE Military Communications Conference*, 1997.
- [29] D. Cassioli et al. Performance of a Low Complexity Rake Reception in a Realistic UWB Channel. In *IEEE International Conference on Communication*, 2002.
- [30] C. J. Le Martret and G. B. Giannakis. All-digital impulse radio for MUI/ISI-resilient multiuser communications over frequency-selective multipath channels. In *IEEE Military Communications Conference*, volume 2, pages 655–659, 2000.
- [31] G. Lerosey et al. Time Reversal of Electromagnetic Waves. *Physical Review Letters*, 92(19), May 2004.
- [32] T. Strohmer et al. Application of Time Reversal with MMSE Equalizer to UWB Communications. In *IEEE GlobeCom 2004*, 2004.
- [33] J. G. Proakis. *Digital Communications*. Mc Graw-Hill International Editions, third edition edition, 1995.
- [34] A. Kavcic T. Sveinsson V. Tarokh S S. Ghassemzadeh, L. J. Greenstein. UWB indoor path loss model for residential and commercial buildings. In *IEEE 58th Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall*, volume 5, pages 3115–3119, 6-9 October 2003.

- 
- [35] J. S. Lee and C. Nguyen. Novel low-cost ultra-wideband ultra-short-pulse Transmitter with MESFET impulse-shaping circuitry for reduced distortion and improved pulse repetition rate. *IEEE Microwave and Wireless Components letters*, 11 :208–210, May 2001.
- [36] J. Han and C. Nguyen. A new ultra-wideband ultra-short monocycle pulse generator with reduced ringing. *IEEE Microwave and Wireless Components letters*, 12 :206–208, June 2002.
- [37] J. Youngkyun et al. A CMOS impulse generator for UWB wireless communication systems. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2004.
- [38] S. Paquelet and L. M. Aubert. An Energy Adaptive Demodulation for High Data Rates with Impulse Radio. In *IEEE Radio and Wireless Conference*, 2004.
- [39] A. Rabbachin I. Oppermann L. Stoica, S. Tiuraniemi. An ultra wideband TAG circuit transceiver architecture. In *Conference on Ultrawideband Systems and Technologies UWBST & IWUWBS*, pages 258–262, May 2004.
- [40] R. J. Fontana et al. UWB Dual Tunnel Diode Detector for Object Detections Measurement or Avoidance. US Patent N° US 6239741, May 2001.
- [41] D. Povejsel et al. *Airborne Radar*. D. Van Nostrand Co. Inc., 1961.
- [42] M. Schwartz et al. *Communications Systems and Techniques*. McGraw-Hill Book Co., 1966.
- [43] B. Shi and Y. W. Chia. Design of a SiGe low-noise amplifier for 3.1-10.6 GHz ultra-wideband radio. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2004.
- [44] V. G. Hansen. Constant false alarm rate processing in search radar. In *International Radar Conference - London*, pages 325–332. IEE, october 1973.
- [45] H. Li and Z. Wang. A Robust CFAR Detector. In *Conference on Radar System*, October 1984.
- [46] R. Fleming et al. Rapid Acquisition for Ultra WideBand Localizers. In *Conference on UWB Systems and Technologies*, May 2002.
- [47] N. He and C. Tepedelenlioglu. Adaptive synchronization for non-coherent UWB receivers. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, volume 4, pages 517–520, May 2004.
- [48] N. He and C. Tepedelenlioglu. Performances analysis of non-coherent UWB receivers at different synchronization levels. In *IEEE GlobeCom*, November 2004.
- [49] L. Tsung-Te and W. Chorng-Kuang. A 0.8-8 GHz 9.7 mW analog-digital dual-loop adaptive-bandwidth DLL based multi-phase clock generator. In *European Solid-State Circuits Conference*, 2004.
- [50] P. Brachat et al. Antennes Ultra Large Bande. Brevet européen n° EP1564842, 17/08/05.





## Résumé

De par son approche nouvelle, la radio impulsionnelle ultra large bande (UWB-IR) est porteuse de nombreuses promesses en termes de débit, de robustesse et de faible consommation. Du fait de sa largeur de bande (supérieure à 500 MHz), elle offre également la possibilité de faire de la géolocalisation avec une précision submétrique. Ce travail de thèse a débuté alors que les premières publications sur l'UWB présentaient des résultats de simulation extraordinaires. Afin de mieux cerner son réel potentiel dans le domaine des communications bas débit auquel l'UWB-IR semble particulièrement adaptée, cette étude a été orientée vers la réalisation matérielle d'une chaîne de communication, sous-tendue par la contrainte de forte réduction de complexité. Cette étude commence par la spécification d'une couche physique adaptée à la technologie et au domaine d'application envisagé, qui repose sur un schéma de transmission très simple.

La plate-forme d'émission réalisée est basée sur une architecture très simple et des composants discrets de bas de gamme. Elle démontre ainsi la possibilité d'embarquer une telle structure dans un objet communicant autonome de faible coût. La chaîne de réception suit une approche originale basée sur un détecteur d'enveloppe et un comparateur à seuil variable, ce qui permet de relâcher certaines contraintes bloquantes comme celles liées à l'acquisition de synchronisation. Un ensemble d'algorithmes de réception à faible complexité permet d'exploiter au mieux cette structure de détection en levant différents verrous technologiques. Par ce travail, une réflexion globale sur un système UWB-IR bas débit a été menée et a abouti à la réalisation d'un lien radio physique qui démontre la viabilité technique de cette technologie en rupture. De plus, les résultats obtenus ont été la base d'une proposition complète portée en normalisation.

**Mots-clés:** radio impulsionnelle, UWB, synchronisation

## Abstract

From its new approach, the Impulse Radio Ultra Wide Band (IR-UWB) technology is carrying many promises in terms of throughput, robustness, and low energy consumption. Because his bandwidth (higher than 500 MHz), it also makes it possible to do high accuracy geolocalisation. This thesis work began whereas the first publications on UWB had extraordinary simulation results. In order to better determine IR-UWB real potential in the field of low throughput communications to which their one seems particularly adapted, this study was directed towards the prototyping of an UWB link, underlain by the constraint of strong complexity reduction. This study starts with the specification of a physical layer adapted to the technology and the applicability considered, which is based on a very simple transmission scheme.

The transmitter is based on a very simple architecture build with low cost "off the shelf" components and thus shows the possibility of embarking such a structure in an autonomous low cost communicating object. The receiver structure follows an original approach based on a video detector and a variable threshold comparator, which makes it possible to slacken certain blocking constraints like those related to synchronization. A set of low complexity receiving algorithms is also developed to enable the use of this structure while raising various technological deadlock. By this work, a global reflexion on an low data rate IR-UWB system was conducted and led to the realization of a physical radio link which shows the technical viability of this technology. Moreover, the results obtained were the base of a full proposal carried in standardization.

