



**HAL**  
open science

# Interface radio IR-UWB reconfigurable pour les réseaux de microsystèmes communicants

Aubin Lecointre

► **To cite this version:**

Aubin Lecointre. Interface radio IR-UWB reconfigurable pour les réseaux de microsystèmes communicants. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INSA Toulouse, 2010. Français. NNT : . tel-01482372

**HAL Id: tel-01482372**

**<https://laas.hal.science/tel-01482372>**

Submitted on 3 Mar 2017

**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.



# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par

*Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA Toulouse)*

**Discipline ou spécialité :**

*Conception de Circuits Microélectronique et Microsystèmes*

---

**Présentée et soutenue par**

*Aubin LECOINTRE*

**Le 1<sup>er</sup> Octobre 2010**

**Titre :**

*INTERFACE RADIO IR-UWB RECONFIGURABLE POUR LES RESEAUX DE MICROSYSTEMES  
COMMUNICANTS*

---

### JURY

*Jean-Marie DILHAC  
Yann DEVAL  
Ian O'CONNOR  
Dominique HOUZET  
Jacques TURBERT  
Andrew THAIN  
Pascal BERTHOU*

*Professeur à l'INSA de Toulouse- LAAS-CNRS  
Professeur à l'ENSEIRB de Bordeaux - IMS  
Professeur à l'Ecole Centrale de Lyon - INL  
Professeur à l'INP de Grenoble - GIPSA-lab  
Ingénieur à la DGA Maîtrise de l'Information  
Ingénieur de recherche à EADS Innovation Works  
Maître de Conférences à l'UPS de Toulouse - LAAS-CNRS*

*Président du Jury  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur  
Examineur  
Invité*

---

**Ecole doctorale :**

*Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)*

**Unité de recherche :**

*Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, LAAS-CNRS  
**Directeur(s) de Thèse :** Daniela DRAGOMIRESCU et Robert PLANA  
**Rapporteurs :** Yann DEVAL et Ian O'CONNOR*



Université de Toulouse

THESE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE TOULOUSE

Délivré par

L'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Conception de Circuits Microélectronique et Microsystèmes

Présentée et soutenue par

Aubin LECOINTRE

Le 1<sup>er</sup> Octobre 2010

Titre :

INTERFACE RADIO IR-UWB RECONFIGURABLE POUR LES RESEAUX DE  
MICROSYSTEMES COMMUNICANTS

Jury

Jean-Marie DILHAC	Professeur à l'INSA de Toulouse – LAAS-CNRS	Président du Jury
Yann DEVAL	Professeur à l'ENSEIRB de Bordeaux - IMS	Rapporteur
Ian O'CONNOR	Professeur à l'Ecole Centrale de Lyon - INL	Rapporteur
Dominique HOUZET	Professeur à l'INP Grenoble – GIPSA-lab	Examineur
Jacques TURBERT	Ingénieur à la DGA Maîtrise de l'Information	Examineur
Andrew THAIN	Ingénieur de recherche à EADS Innovation Works	Examineur
Pascal BERTOU	Maître de Conférences de l'UPS de Toulouse – LAAS-CNRS	Invité
Thierry LABARRERE	Ingénieur à Thalès Avionics	Invité

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, LAAS-CNRS

Directeurs de Thèse : Daniela DRAGOMIRESCU et Robert PLANA

Rapporteurs : Yann DEVAL et IAN O'CONNOR

**« Une personne qui n'a jamais commis d'erreurs  
n'a jamais tenté d'innover »,**

**Albert Einstein.**

# Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier chaleureusement Daniela DRAGOMIRESCU et Robert PLANA, pour avoir dirigé mes travaux de recherches et m'avoir accueilli au sein de leur équipe dans un cadre scientifique excellent. J'adresse un merci particulier à Daniela DRAGOMIRESCU pour son aide, ses encouragements et ses marques de confiance et d'amitié qu'elle m'a prodigués au cours de la thèse.

Je remercie également M. Raja CHATILA, directeur du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, le LAAS-CNRS, pour m'avoir permis de réaliser mes travaux de thèse en ces lieux où les conditions de travail sont idéales.

Je souhaite remercier Messieurs Yann DEVAL et Ian O'CONNOR pour avoir accepté de rapporter mes travaux de thèse. Je les remercie d'avoir sacrifié leur temps à la lecture de ce mémoire et pour les retours enrichissants qu'ils m'ont formulés.

J'exprime ma gratitude à Messieurs Pascal BERTHOU, Dominique HOUZET, Jacques TURBERT, Andrew THAIN, Thierry LABARRERE pour leur participation à mon jury de thèse, ainsi qu'à M. Jean-Marie DILHAC pour la présidence du jury.

Je souhaite remercier la DGA, et Jacques TURBERT, pour l'encadrement et le financement de mes travaux de thèses.

Je remercie l'ensemble des personnels du LAAS-CNRS qui ont contribué à la réussite de ces travaux de thèses : H. Aubert, T. Gayraud, E. Tournier, L. Bary, A. Rumeau, F. Coccetti, D. Médale, J. Manhès, E. Tournier, A. Coustou.

J'aimerais également remercier tout particulièrement M. Kraemer, J. Hénaut, V. Puyal, T. Beluch, F. Perget et R. Tocque pour avoir rendu très agréables ces années de thèse.

Je souhaite remercier Brigitte Ducrocq qui ne rechigne jamais à aider l'ensemble des doctorants du groupe MINC.

Je remercie l'ensemble de mes collègues footballeurs pour les lundis et jeudis midi passés à courir derrière un ballon rond.

Une pensée pour tous mes collègues du groupe MINC que j'ai côtoyés et qui ont contribué à la bonne ambiance au sein du groupe : Abdoulaye, Mai, Fadi, Jason, Ali, Amir, Euloge, Sébastien, Chloé, Thibault, Sami, Etienne, Anh Dung, Rémi, Etienne, Hicham, Tonio, Ali, Heba, Franck, Mehdi, Stéphane, Jérémie, Nicolas, Maïté, Laurent, Lionel ...

J'adresse un merci particulier à ma mère qui a sacrifié beaucoup de temps à la relecture de mon manuscrit : MERCI !

Enfin, un immense merci à ma famille, mes amis et à Audrey pour leur soutien.

# Table des matières

<b>Glossaire.....</b>	<b>xii</b>
<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 : Introduction à l’UWB.....</b>	<b>4</b>
<b>1.1 – Historique et généralités .....</b>	<b>5</b>
<b>1.2 – Définitions et réglementations.....</b>	<b>8</b>
<i>1.2.1 – Réglementations des technologies UWB pour des fréquences inférieures à 10,6 GHz.....</i>	<i>8</i>
1.2.1.1 - Les Etats-Unis .....	8
1.2.1.2 - L’Union Européenne .....	10
1.2.1.3 - Le reste du monde .....	12
<i>1.2.2 –Réglementations des technologies UWB pour la bande des 60 GHz.....</i>	<i>12</i>
1.2.2.1 - 60 GHz : les motivations .....	12
1.2.2.2 - Les Etats-Unis .....	13
1.2.2.3 - L’Union Européenne .....	13
1.2.2.4 - Le reste du monde .....	13
<i>1.2.3 – Conclusion sur la réglementation pour les communications UWB .....</i>	<i>13</i>
<b>1.3 – Les techniques UWB .....</b>	<b>15</b>
<i>1.3.1 – L’UWB entre 3,1 et 10,6 GHz .....</i>	<i>15</i>
1.3.1.1 –Les techniques discontinues : l’UWB par impulsion : IR-UWB .....	15
1.3.1.1.a – Les principes généraux de l’IR-UWB.....	15
1.3.1.1.b – Spectral Keying IR-UWB : SK-IR-UWB.....	19
1.3.1.1.c - Multiband Ternary Orthogonal Keying IR-UWB : MTOK-IR-UWB .....	20
1.3.1.1.d - Waveform Modulated IR-UWB : WM-IR-UWB.....	21
1.3.1.2 –L’UWB sur porteuse continue .....	21
1.3.1.2.a - Frequency Modulation UWB : FM-UWB.....	21
1.3.1.2.b - Multi Band Orthogonal Frequency Multiplex UWB : MB-OFDM.....	21
<i>1.3.2 – L’UWB à 60 GHz .....</i>	<i>23</i>

1.3.2.1 – Les techniques discontinues par impulsions .....	23
1.3.2.2 – Les techniques continues sur porteuses .....	24
<b>1.4 – Conclusion : quelle technologie UWB pour les réseaux de microsystèmes communicants ? .....</b>	<b>26</b>
<b>Chapitre 2 : Les communications UWB par impulsion (IR-UWB).</b> .....	<b>28</b>
<b>2.1 – Introduction .....</b>	<b>29</b>
<b>2.2 – Le canal de transmission UWB .....</b>	<b>30</b>
<i>2.2.1 – Généralité sur la propagation.....</i>	<i>30</i>
2.2.1.1 – Propagation en espace libre .....	30
2.2.1.2 – Propagation par trajets multiples .....	31
2.2.1.2.a – Introduction à la propagation par trajets multiples.....	31
2.2.1.2.b – Les pertes de propagation, ou path loss .....	32
2.2.1.2.c – Les multi trajets sources de small-scale fading.....	33
2.2.1.2.d – Description mathématique d’un canal radio mobile à multi trajets.....	34
2.2.1.2.e – Canal non sélectif en fréquence .....	36
2.2.1.2.c – Canal sélectif en fréquence .....	36
2.2.2 – <i>Modélisation du canal UWB .....</i>	<i>38</i>
2.2.2.1 – Type de modélisation.....	38
2.2.2.1.a – Modélisation déterministe.....	39
2.2.2.1.b – Modélisation statistique.....	39
2.2.2.1.c – Mesure du canal UWB.....	39
2.2.2.3 – Modèles statistiques pour le canal UWB entre 3,1 et 10,6 GHz.....	40
2.2.2.3.a – Le modèle Saleh-Valenzuela .....	42
2.2.2.3.b – Le modèle IEEE 802.15.3a.....	44
2.2.2.3.c – Le modèle IEEE 802.15.4a.....	44
2.2.2.3.d – L’impact des antennes .....	45
2.2.2.4 – Modèle statistique pour les canaux UWB autour de 60 GHz .....	46
2.2.2.4.a – Le modèle IEEE 802.15.3c.....	46
2.2.3 – <i>Conclusion sur le canal radio UWB et la modélisation.....</i>	<i>50</i>
<b>2.3 – Modèles de signaux UWB par impulsion .....</b>	<b>51</b>
2.3.1 – <i>Train d’impulsions .....</i>	<i>51</i>
2.3.2 – <i>Modulation d’impulsions.....</i>	<i>51</i>
2.3.2.1 – Modulations d’amplitude – PAM et OOK.....	52
2.3.2.2 – Modulations de phase – BPSK et DBPSK.....	52
2.3.2.3 – Modulation de position – PPM .....	53
2.3.2.4 – Modulation de forme – PSM .....	54
2.3.2.5 – Transmission de référence – TR .....	54



2.3.3 – Etallement de spectre .....	55
<b>2.4 – Les solutions de récepteurs UWB par impulsion .....</b>	<b>56</b>
2.4.1 – Récepteurs cohérents.....	56
2.4.2 – Récepteurs différentiellement cohérents .....	58
2.4.3 – Récepteurs non cohérents.....	59
2.4.4 – Conclusion sur les récepteurs IR-UWB .....	60
<b>2.5 - Conclusion .....</b>	<b>62</b>
<b>Chapitre 3 : Conception système pour un émetteur-récepteur IR-UWB adapté aux réseaux de microsystèmes communicants : architectures et contraintes d’implémentations.....</b>	<b>63</b>
<b>3.1 – Introduction .....</b>	<b>64</b>
<b>3.2 – Etude conjointe capacité du canal et architecture .....</b>	<b>65</b>
3.2.1 - Introduction à la capacité d’un canal Gaussien.....	65
3.2.2 - Capacité d’un canal IR-UWB.....	66
3.2.2.1 – Résolution en amplitude d’un canal IR-UWB .....	66
3.2.2.2 – Résolution en temps d’un canal IR-UWB .....	67
3.2.2.3 – Enoncé de la capacité d’un canal IR-UWB .....	68
3.2.2.4 –Analyse de la capacité du canal .....	69
3.2.2.5 – Applications numériques de la capacité du canal pour des modulations binaires .....	71
3.2.3 – Impact de l’architecture système.....	72
3.2.3.1 –Architecture mono bande.....	73
3.2.3.1.a – Antennes omni directives et bande de fréquence entre 3,1 et 10,6 GHz.....	73
3.2.3.1.b –Impact de l’utilisation d’un canal UWB à 60 GHz avec des antennes directives .....	74
3.2.3.2 –Architecture multi bandes.....	76
3.2.3.2.a – Capacité du canal MB-IR-UWB.....	76
3.2.3.2.b – Antennes omni directives et bande de fréquence entre 3,1 et 10,6 GHz pour les systèmes MB-IR-UWB.....	79
3.2.3.2.c – Antennes directives et bande de fréquence à 60 GHz pour les systèmes MB-IR-UWB .....	80
3.2.3.3 –Conclusion sur les architectures : conception système .....	81

---

<b>3.3 – Implémentations et contraintes.....</b>	<b>84</b>
3.3.1 – <i>Implémentation mostly analog</i> .....	84
3.3.2 – <i>Implémentation mostly digital</i> .....	85
3.3.3 – <i>Implémentation classique dite mixte</i> .....	86
<b>3.4 – Dimensionnement optimal d’un système MB-IR-UWB à implémentation mixte</b>	<b>89</b>
3.4.1 – <i>Expression du besoin et de l’originalité de l’approche.</i> .....	89
3.4.2 – <i>Formulation du problème d’optimisation pour la conception et le dimensionnement d’un système MB-IR-UWB.</i> .....	89
3.4.3 – <i>Jeu de contraintes pour le dimensionnement d’un système MB-IR-UWB.</i> .....	90
3.4.4 – <i>Solution du problème d’optimisation.</i> .....	91
3.4.5 – <i>Application numérique de la méthodologie proposée</i> .....	92
3.4.5.1 – <i>Application numérique : MB-IR-UWB entre 3,1 et 10,6 GHz</i> .....	92
3.4.5.2 – <i>Application numérique : MB-IR-UWB à 60 GHz</i> .....	94
<b>3.5 – Conclusion : quelle architecture et implémentation pour une interface radio IR-UWB adaptée aux réseaux de microsystèmes communicants ?.....</b>	<b>97</b>
<b>Contributions .....</b>	<b>99</b>
<b>Chapitre 4 : Emetteur reconfigurable IR-UWB.....</b>	<b>100</b>
<b>4.1 – Introduction .....</b>	<b>101</b>
<b>4.2 – Conception de la bande de base numérique reconfigurable IR-UWB.....</b>	<b>103</b>
4.2.1 – <i>Convertisseur numérique analogique (CNA) à haute vitesse</i> .....	103
4.2.2 – <i>Interface à haute vitesse : CNA – circuit numérique</i> .....	104
4.2.3 – <i>Circuit numérique de traitement du signal : FPGA ou ASIC</i> .....	105
4.2.3.1 – <i>La reconfigurabilité</i> .....	106
4.2.3.2 – <i>Formalisation mathématique de la bande de base numérique reconfigurable</i> .....	106
4.2.3.3 – <i>Fonction 1 : génération de la trame</i> .....	108
4.2.3.4 – <i>Fonction 2 : étalement de spectre</i> .....	108

4.2.3.5 – Fonction 3 : générateur d’impulsions BPSK .....	108
4.2.3.6 – Fonction 4 : gestion des rythmes .....	110
4.2.3.7 – Fonction 5 : gestion de la reconfigurabilité .....	110
<b>4.3 – Bande de base numérique reconfigurable IR-UWB en émission sur FPGA .....</b>	<b>111</b>
4.3.1 – Composants utilisés pour la bande de base numérique .....	111
4.3.1.1 - Convertisseur numérique analogique : CNA.....	111
4.3.1.2 - FPGA.....	111
4.3.1.3 - Interface FPGA - CNA.....	112
4.3.2– Implémentation VHDL de la bande de base numérique reconfigurable.....	112
4.3.3 – Synthèse et placement routage .....	114
4.3.4 – Résultats de mesures .....	114
4.3.4.1 – Mesures en temps .....	115
4.3.4.2 – Mesures en fréquence .....	117
4.3.4.3 – Mesures de la consommation.....	119
4.3.4.4 – Conclusion sur la bande de base numérique reconfigurable.....	121
<b>4.4 – Prototypes d’émetteur IR-UWB reconfigurables sur FPGA .....</b>	<b>123</b>
4.4.1 – Emetteur IR-UWB reconfigurable mono bande entre 3 et 10 GHz.....	123
4.4.1.1 – Description du prototype et composants utilisés .....	123
4.4.1.2 – Validation du prototype IR-UWB mono bande reconfigurable entre 3 et 10 GHz par la mesure.....	124
4.4.2 – Emetteur IR-UWB reconfigurable mono bande à 60 GHz.....	127
4.4.2.1 – Description du prototype et composants utilisés .....	127
4.4.2.2 – Validation du prototype IR-UWB mono bande reconfigurable à 60 GHz par la mesure.....	128
4.4.3 – Emetteur IR-UWB multi bande reconfigurable entre 3 et 10 GHz .....	129
4.4.3.1 – Description du prototype et composants utilisés .....	129
4.4.3.2 – Validation du prototype IR-UWB multi bande reconfigurable entre 3 et 10 GHz par la mesure.....	130
<b>4.5 – Prototypes de bande de base numérique IR-UWB reconfigurables sur ASIC..</b>	<b>132</b>

---

4.5.1 – Bande de base numérique IR-UWB non reconfigurable en ASIC.....	132
4.5.1.1 - Conception .....	132
4.5.1.2 – Résultats de mesures.....	134
4.5.1.3 – Comparaisons avec l'état de l'art.....	135
4.5.2 – Bande de base numérique IR-UWB reconfigurable en ASIC.....	135
<b>4.6 - Conclusion .....</b>	<b>138</b>
<b>Contributions.....</b>	<b>140</b>
<b>Chapitre 5 : Récepteur reconfigurable IR-UWB.....</b>	<b>141</b>
<b>5.1 – Introduction .....</b>	<b>142</b>
<b>5.2 – Points critiques d'un récepteur IR-UWB.....</b>	<b>144</b>
5.2.1 – Synchronisation IR-UWB .....	144
5.2.1.1 – Introduction et définitions.....	144
5.2.1.2 – L'acquisition en IR-UWB.....	145
5.2.1.2.a – Réduction de l'espace de recherche.....	145
5.2.1.2.b – Stratégie de recherche.....	146
5.2.1.2.c – Critères d'évaluation d'une solution d'acquisition .....	148
5.2.1.2.d – Conclusion sur l'acquisition en IR-UWB.....	148
5.2.2 – Démodulation cohérente Rake .....	150
5.2.2.1 – Estimation du canal.....	150
5.2.2.2 – Combinaison des multi trajets .....	151
5.2.2.3 – Décision binaire.....	153
<b>5.3 – Conception de la bande de base numérique reconfigurable pour récepteur IR-UWB .....</b>	<b>155</b>
5.3.1 – Introduction et contexte.....	155
5.3.2 – Proposition de circuit numérique de récepteur IR-UWB reconfigurable .....	156
5.3.2.1 – Principe de fonctionnement du récepteur .....	156
5.3.2.2 – Interface .....	158
5.3.2.3 – Les corrélateurs reconfigurables.....	158
5.3.2.4 – Les comparateurs.....	160

5.3.2.5 – Interface vers chip .....	161
5.3.2.6– Désétalement de spectre .....	162
5.3.2.7 – Les corrélateurs sur le code SFD .....	164
5.3.2.8 – Validation des données utiles .....	165
5.3.2.9 – Compensation de la polarité des multi trajets .....	165
5.3.2.10 – La combinaison des multi trajets : procédure de vote.....	165
5.3.2.11 – La reconfigurabilité .....	166
5.3.2.11 – Conclusion sur le récepteur proposé.....	166
5.3.3 – Implémentation VHDL de la bande de base numérique de réception.....	168
5.3.3.1 – Implémentations reconfigurables.....	168
5.3.3.2 – Implémentations non reconfigurables.....	169
<b>5.4 – Résultats de mesures de la bande de base numérique proposée pour un récepteur IR-UWB reconfigurable .....</b>	<b>172</b>
5.4.1 – Description de la plateforme de mesure et des composants utilisés .....	172
5.4.2 – Mesures des performances en synchronisation.....	173
5.4.2.1 – Evaluation des performances de l’acquisition parallèle niveau trame .....	173
5.4.2.2 – Evaluation de l’impact de la reconfigurabilité.....	175
5.4.3 – Mesures des performances en démodulation .....	176
5.4.3.1 – Evaluation des performances de la procédure de vote.....	176
5.4.3.2 – Evaluation de l’impact de la reconfigurabilité.....	177
5.4.4 – Mesures de la consommation .....	177
5.4.5 – Bilan de liaison et reconfigurabilité.....	178
5.4.6 – Comparaison avec l’état de l’art des récepteurs IR-UWB reconfigurables .....	180
<b>5.5 - Conclusion .....</b>	<b>182</b>
<b>Contributions .....</b>	<b>184</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>185</b>

---

<b>Bibliographie.....</b>	<b>189</b>
<b>Liste des publications.....</b>	<b>202</b>
<b>Résumé.....</b>	<b>204</b>

---

# Glossaire

<b>AC</b>	Absolute Combining
<b>AM</b>	Amplitude Modulation
<b>AoA</b>	Angle of Arrival
<b>A-Rake</b>	All Rake
<b>ASIC</b>	Application Specific Integrated Circuit
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>BER</b>	Bit Error Rate
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying
<b>BR</b>	Blinking Receiver
<b>CAN</b>	Convertisseur Analogique Numérique
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access
<b>CE</b>	Commission Européenne
<b>CEPT</b>	Conférence Européenne des Administrations des Postes et des Télécommunications
<b>CMOS</b>	Complementary Metal Oxyde Semiconductor
<b>CNA</b>	Convertisseur Numérique Analogique
<b>COTS</b>	Commercial Off-The-Shelf
<b>DAA</b>	Detect And Avoid
<b>DB-BPSK</b>	Delay Based – Binary Phase Shift Keying
<b>DBPSK</b>	Differential Binary Phase Shift Keying
<b>DCI</b>	Digitally Controlled Impedance
<b>DDR</b>	Double Data Rate
<b>DDS</b>	Digital Direct Synthesis
<b>DSSS</b>	Direct Sequence Spread Spectrum
<b>DS-UWB</b>	Direct Spread Spectrum Ultra-WideBand
<b>E/S</b>	Entrées Sorties
<b><math>E_b/N_0</math></b>	Energy per Bit to Noise power spectral density ratio
<b>ECMA</b>	European Computer Manufacturers Association
<b>EGC</b>	Equal Gain Combining
<b>EIRP</b>	Equivalent Isotropically Radiated Power
<b>FCC</b>	Federal Communication Commission
<b>FDTD</b>	Finite-Difference Time-Domain
<b>FEC</b>	Forward Error Correction
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>FIR</b>	Finite Impulse Response
<b>FM</b>	Frequency Modulation
<b>FPGA</b>	Field Programmable Gate Array
<b>FSK</b>	Frequency Shift Keying
<b>GPS</b>	Global Positioning System
<b>GSM</b>	Global System for Mobile
<b>GSPS</b>	Giga Samples Per Second
<b>HD</b>	Haute Définition
<b>HR-WPAN</b>	High Rate Wireless Personal Area Network
<b>IDDR</b>	Input Double Data Rate
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<b>IF</b>	Intermediate Frequency
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform
<b>IODDR</b>	Input Output Double Data Rate
<b>IR-UWB</b>	Impulse Radio Ultra-Wideband
<b>ISI</b>	Intersymbol Interference
<b>LDC</b>	Low Duty Cycle
<b>LFSR</b>	Linear Feedback Shift Register
<b>LNA</b>	Low Noise Amplifier

<b>LOS</b>	Line Of Sight
<b>LR-WPAN</b>	Low Rate Wireless Personal Area Network
<b>LVDS</b>	Low Voltage Differential Signaling
<b>MAC</b>	Media Access Control
<b>MAT</b>	Mean Acquisition Time
<b>MAX</b>	MAXimum criterion
<b>MAX/TC</b>	MAXimum criterion/Threshold Crossing
<b>MB-IR-UWB</b>	Multi Band Impulse Radio Ultra-WideBand
<b>MB-OFDM</b>	Multi Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>MMSE</b>	Minimum Mean Square Error
<b>MRC</b>	Maximum Ratio Combining
<b>MTOK</b>	Multiband Ternary Orthogonal Keying
<b>NLOS</b>	Non Line Of Sight
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>OOK</b>	On Off Keying
<b>PAM</b>	Pulse Amplitude Modulation
<b>PAPR</b>	Peak to Average Power Ratio
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board
<b>PDP</b>	Power Delay Profile
<b>PE</b>	Pleine Echelle
<b>PE</b>	Power Estimation
<b>PHY</b>	PHYsical
<b>PIRE</b>	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
<b>PLL</b>	Phase Locked Loop
<b>PLO</b>	Pulse Locked Oscillator
<b>PPM</b>	Pulse Position Modulation
<b>P-Rake</b>	Partial Rake
<b>PRF</b>	Pulse Repetition Frequency
<b>PSM</b>	Pulse Shape Modulation
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying
<b>RADAR</b>	RADio Detection And Ranging
<b>RBW</b>	Resolution BandWidth
<b>RF</b>	Radio Frequency
<b>RMS</b>	Root Mean Squared
<b>SC</b>	Selection Combining
<b>SCBT</b>	Single Carrier Block Transmission
<b>SDR</b>	Software Defined Radio
<b>SER/DES</b>	SERialiseur-DESérialiseur
<b>SFD</b>	Start of Frame Delimiter
<b>SIR</b>	Signal to Interference Ratio
<b>SK</b>	Spectral Keying
<b>SMA</b>	SubMiniature version A
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio
<b>SR</b>	Software Radio
<b>S-Rake</b>	Selective Rake
<b>SV</b>	Saleh-Valenzuela
<b>TC</b>	Threshold Crossing
<b>TH</b>	Time Hopping
<b>TR</b>	Transmitted Reference
<b>TSV</b>	Triple S - Valenzuela
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunication System
<b>UNII</b>	Unlicensed National Information Infrastructure
<b>UWB</b>	Ultra-WideBand
<b>VCO</b>	Voltage Controlled Oscillator
<b>VHDL</b>	Very-high-speed integrated circuit Hardware Description Language
<b>VNA</b>	Vector Network Analyzer



---

<b>WiFi</b>	Wireless Fidelity
<b>WIMAX</b>	Worldwide Interoperability for Microwave Access
<b>WM</b>	Waveform Modulated
<b>WPAN</b>	Wireless Personal Area Network

---

# Introduction générale

---

# Introduction générale

Les réseaux de microsystemes communicants, dont les réseaux de capteurs sans fil sont l'exemple le plus connu, sont en plein essor depuis le début des années 2000. Les réseaux de microsystemes communicants contiennent un grand nombre de nœuds couvrant une faible zone géographique. Ils communiquent avec une technologie radio sans fil et sont soumis à des contraintes d'encombrement, d'autonomie énergétique, de simplicité, de mise à l'échelle et de coût. Les capacités de communication, surveillance, évaluation, caractérisation, protection, interaction avec un environnement, offertes par les réseaux de microsystemes communicants sont communs aux domaines militaires, de la santé, de l'environnement, de la sécurité civile, des systèmes embarqués, de la logistique, du transport, du génie civil, et des applications domestiques. Le champ d'application est donc vaste. Ceci explique la forte expansion de la thématique des réseaux de capteurs sans fil. Le marché européen sera de 1,3 milliards de dollars à l'horizon 2012 soit trois fois plus qu'en 2007. Ces réseaux constituent, selon le magazine *Technology Review* du MIT (Massachusetts Institute of Technology) l'une des dix inventions amenées à bouleverser notre quotidien.

Le projet SmartDust finalisé en 2001 est l'un des pionniers de la discipline. Il proposait de coupler un module de communication sans fil et des capteurs (de température et de lumière initialement). Ces minuscules modules une fois reliés entre eux, via des liaisons sans fil, proposent des réseaux faible consommation, peu intrusifs et extrêmement flexibles, capables de supporter différentes applications. Les premières utilisations furent principalement concentrées sur des réseaux de contrôle de la température et de l'humidité. Les évolutions technologiques qui vont suivre (réduction de la consommation, de l'encombrement et des coûts ainsi que la flexibilité accrue) permettent d'accroître le champ des applications possibles.

L'engouement autour des réseaux de capteurs sans fil s'explique également par leur interdisciplinarité. Il existe un très grand nombre de verrous et challenges technologiques à relever pour concevoir un système de réseaux de microsystemes communicants efficaces dans les domaines suivants : communication radio, traitement du signal, réseau, capteur, base de données, conception de circuit, récupération et optimisation de l'énergie, et localisation. Ceci s'est traduit par une augmentation de 700 % des budgets alloués à la recherche par l'Union Européenne sur les cinq dernières années dans le domaine des réseaux de capteurs sans fil.

Le développement des réseaux de capteurs sans fil fait suite aux avancées des technologies sans fil comme le Wifi, le Bluetooth ou encore ZigBee. Actuellement 99 % des réseaux de capteurs sont filaires. Leur remplacement par des technologies radio devrait permettre une réduction du poids du système et une diminution de 90% des coûts. Jusqu'à peu l'interface radio était le verrou technologique empêchant un déploiement massif et ubiquitaire des réseaux de microsystemes. Les technologies radio précédemment citées ont pu commencer à combler cette lacune mais uniquement en partie. C'est pourquoi ces travaux de thèse ont pour vocation de proposer une interface radio adaptée au contexte des réseaux de microsystemes communicants et aux capteurs sans fil ainsi qu'à leurs contraintes intrinsèques (consommation, coût, simplicité, facteur de mise à l'échelle, et encombrement). Les avancées technologiques dans la micro-électronique et le lancement d'un processus de réglementation d'une bande de fréquences de plusieurs Gigahertz aux Etats-Unis en 1998, a permis d'envisager la conception de circuits radio UWB (Ultra WideBand) à bas coût permettant d'atteindre un très haut débit avec une puissance émise faible, et une consommation réduite. La technologie UWB propose d'utiliser des signaux à bande ultra large pour transmettre l'information. L'utilisation de cette bande ultra large lui confère également une excellente capacité de localisation. UWB est en mesure de répondre aux exigences intrinsèques des réseaux de microsystemes communicants. Nous nous intéressons plus particulièrement à l'IR-UWB (Impulse Radio UWB), qui est une sous famille de technologie radio prônant l'utilisation de très courtes impulsions de l'ordre de la nanoseconde. Cette technique de transmission discontinue avec un faible rapport cyclique permet de diminuer la consommation énergétique, renforçant alors son intérêt dans notre contexte de réseaux de microsystemes.

Les réseaux de microsystemes communicants couvrent un très grand nombre d'applications avec des besoins différents en terme de débit, de portée radio, de réglementation, d'occupation spectrale, de puissance émise et de taux d'erreur. Afin de faciliter le déploiement des réseaux de microsystemes communicants il est préférable de concevoir une unique interface radio capable d'adapter dynamiquement ses propriétés aux besoins des applications. Cette capacité dite « reconfigurabilité » permet de répondre de

---

façon optimale au scénario en cours et permet de s'adapter aux évolutions de l'environnement (modification du canal radio, perturbateur supplémentaire, diminution de l'énergie disponible, ...).

Ces travaux de thèse ont pour objectif de proposer, dimensionner et concevoir une unique interface radio IR-UWB reconfigurable répondant à la fois aux contraintes intrinsèques et aux contraintes applicatives des réseaux de microsystemes communicants.

Le manuscrit est organisé en cinq chapitres. Le premier chapitre est dédié à la présentation de la technologie radio IR-UWB. Un bref historique et les réglementations américaines, européennes sont abordés pour les deux bandes de fréquences possibles. La bande UWB historique, entre 3 et 10 GHz, est présentée, l'intérêt de l'utilisation de la bande des 60 GHz est également introduit. Les deux grandes familles de techniques UWB, continues ou discontinues, sont présentées, aussi bien entre 3 et 10 GHz qu'à 60 GHz. Ce premier chapitre permet de mettre en avant la technologie UWB la plus adaptée aux contraintes des réseaux de microsystemes communicants sans fil.

Le second chapitre s'attarde sur la technologie IR-UWB. Il s'agit de l'approche discontinue disponible en UWB. Les spécificités de cette technologie par impulsion sont présentées, notamment la propagation par multi trajets. Les modèles de canaux UWB entre 3 et 10 GHz et à 60 GHz sont décrits. La modélisation des signaux impulsions IR-UWB est détaillée. Les techniques d'émission et de réception IR-UWB sont parcourues pour couvrir les techniques de modulation, d'étalement de spectre et de réception.

Le troisième chapitre propose l'utilisation d'une étude conjointe sur la capacité du canal et les contraintes d'implémentations pour déterminer l'architecture et l'implémentation optimale en fonction de la contrainte prédominante : consommation ou débit. Les spécificités et contraintes des implémentations de circuits IR-UWB sont également présentées. Une optimisation du nombre de sous-bandes et de leurs largeurs est proposée pour les techniques multi-bandes IR-UWB (MB-IR-UWB) afin d'optimiser le débit en fonction du canal, de l'environnement, des performances des composants, de la complexité souhaitée et de la consommation. Ce chapitre 3 conclut sur l'architecture d'émission-réception IR-UWB à utiliser pour répondre au mieux aux besoins des réseaux de microsystemes communicants sans fil. Les solutions de systèmes IR-UWB mono bande, multi bandes, entre 3 et 10 GHz, à 60 GHz, avec des antennes omnidirectionnelles ou directionnelles, sont évaluées.

Le quatrième chapitre est dédié à la bande de base numérique IR-UWB reconfigurable d'émission requise par l'architecture système présentée dans le chapitre 3. Son implémentation et son principe de fonctionnement sont détaillés. Les éléments prépondérants que sont le convertisseur numérique analogique, le circuit numérique de traitement du signal et l'interface entre ces deux éléments, sont présentés. Des démonstrateurs ASIC et FPGA sont fournis pour valider par la mesure l'originalité et les performances de la bande de base numérique IR-UWB reconfigurable proposée. Une attention particulière à la proposition d'implémentation de la reconfigurabilité est portée au cours de ce chapitre.

Le cinquième chapitre est le pendant du quatrième chapitre mais pour la partie réception. La proposition de bande de base numérique reconfigurable IR-UWB pour une réception S-Rake est présentée. Des techniques originales pour la synchronisation, la démodulation Rake, la sélection des meilleurs trajets, leurs combinaisons, et pour l'estimation du canal sont détaillées. Une implémentation reconfigurable sur FPGA valide par la mesure le gain en performances apporté par notre proposition ainsi que sa viabilité dans le contexte des réseaux de microsystemes communicants où les contraintes suivantes sur le circuit sont requises : faible consommation, simplicité, faible coût, haut débit, reconfigurabilité et faible encombrement. L'outil bilan de liaison est utilisé pour montrer la viabilité du système de communication proposée, ainsi que pour exposer le gain apporté par la reconfigurabilité.

Enfin, la conclusion générale et les perspectives sont exposées dans une dernière partie.

---

# Chapitre 1 : Introduction à l'UWB

---

<b>1.1 – Historique et généralités .....</b>	<b>5</b>
<b>1.2 – Définitions et réglementations .....</b>	<b>8</b>
1.2.1 – Réglementations des technologies UWB pour des fréquences inférieures à 10,6 GHz .....	8
1.2.2 – Réglementations des technologies UWB pour la bande des 60 GHz .....	12
1.2.3 – Conclusion sur la réglementation pour les communications UWB .....	13
<b>1.3 – Les techniques UWB .....</b>	<b>15</b>
1.3.1 – L'UWB entre 3,1 et 10,6 GHz .....	15
1.3.2 – L'UWB à 60 GHz .....	23
<b>1.4 – Conclusion : quelle technologie UWB pour les réseaux de microsystemes communicants ? .....</b>	<b>26</b>

# 1.1 – Historique et généralités

Les transmissions à signaux ultra large bande (UWB – Ultra WideBand) sont à l’origine des transmissions radio sous l’impulsion des pionniers du télégraphe sans fil Hertz et Marconi. Ce système sans fil, proposé en 1896, génère des signaux impulsionnels occupant une très large bande du spectre électromagnétique. Hertz génère les impulsions grâce à deux électrodes en carbone qui produisent des décharges sur une boucle en circuit ouvert [1]. Les signaux UWB par impulsions sont donc le premier moyen de communications sans fil [1]. Plus les impulsions transmises sont courtes, plus la bande occupée est large. Ceci rend difficile la gestion de l’accès multi utilisateurs puisque la ressource spectrale est limitée. Marconi proposa alors en 1900, l’utilisation de porteuses sinusoïdales avec des modulations d’amplitude pour les transmissions. La bande occupée est alors minimale permettant ainsi par multiplexage fréquentiel la gestion de plusieurs utilisateurs. Fessenden démontre alors la faisabilité de transmission radiophonique pour plusieurs utilisateurs. La démocratisation des technologies sans fil peut alors commencer grâce notamment à la téléphonie sans fil. Le nombre d’utilisateurs ne cessera alors d’augmenter nécessitant ainsi une réglementation du spectre. Les premières instances de réglementation sont créées. En 1933, Armstrong réalise la première transmission par modulation de fréquence (FM – Frequency Modulation) [2]. La porteuse sinusoïdale est modulée en fréquence. Il montre que la modulation FM est plus performante que la modulation AM (Amplitude Modulation). Elle propose en effet une meilleure fidélité et une résistance accrue aux perturbations et distorsions. En contrepartie, la modulation FM utilise une bande de fréquence plus large que la modulation d’amplitude. Shannon corrobore l’intérêt de l’augmentation de la bande occupée du signal. En 1948, suite à ses travaux sur la théorie de l’information et des communications, il démontre que la capacité  $C$  d’un canal à bruit blanc additif Gaussien est fonction de la bande occupée  $B$ , de la densité de bruit  $N_0$ , et de la puissance moyenne  $P$  du signal [3] :

$$C = B \times \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad (1.1)$$

Cette formule exprime le débit maximal que peut véhiculer sans perte un canal de transmission. Shannon démontre que les systèmes de communication de l’époque sont loin de la limite théorique en termes de débit. Shannon a montré que la capacité du canal est proportionnelle à la bande occupée par le signal mais uniquement au logarithme du rapport signal à bruit. La figure 1.1 illustre ce fait.

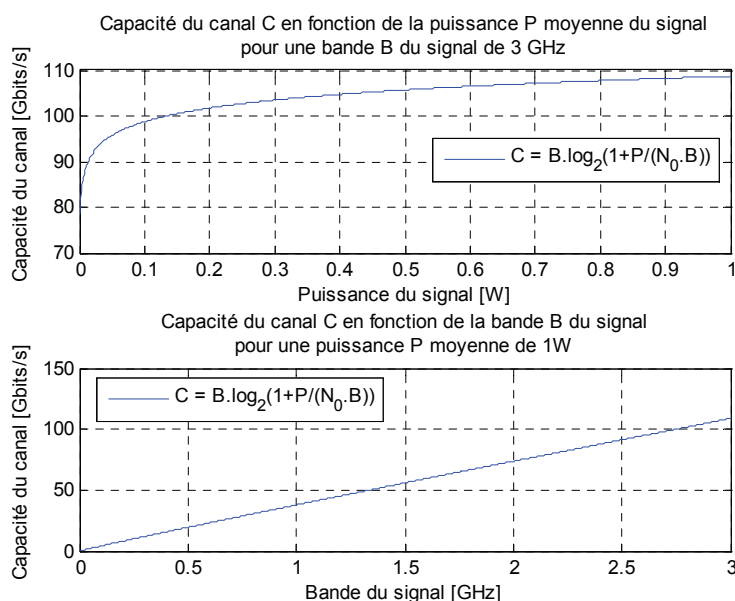


Figure 1.1 – Evolution de la capacité du canal en fonction de la bande occupée par le signal et la puissance moyenne du signal. Cette figure illustre l’intérêt supérieur de l’augmentation de la bande par rapport à l’augmentation de la puissance du signal.

Ainsi, il est préférable, à puissance équivalente, d'augmenter la bande du signal que la densité spectrale de puissance. Les techniques d'étalement de spectre sont alors déployées. Elles permettront notamment au milieu des années 1990 de développer les télécommunications sans fil à l'échelle du grand public via la téléphonie cellulaire et les standards sans fil de courte portée comme le WiFi [4] et le Bluetooth [5]. Shannon a donc démontré l'intérêt des transmissions à large bande et donc des techniques UWB.

En parallèle, entre 1942 et 1945, quelques brevets sont déposés aux Etats-Unis dans le domaine des systèmes de communications par impulsion pour combler les besoins des militaires pendant la seconde guerre mondiale [1]. Ils portent sur la réduction des interférences et du brouillage ainsi que sur la fiabilité et la sécurité de la transmission. A partir de 1960, les techniques de transmissions par impulsion reviennent sur le devant de la scène grand public via les technologies RADAR (Radio Detection And Ranging) qui sous la houlette de Morey et Harmuth [6] souhaitent profiter de la fine résolution intrinsèque à cette technologie et de son excellente capacité de pénétration. Dès ses débuts l'UWB intéresse les militaires pour ses capacités conjointes de localisation et de communication. De plus les signaux UWB s'étalant sur une large portion de spectre, ils peuvent être perçus par les autres systèmes de communications ou d'interceptions comme du bruit. Sous l'impulsion de financements militaires et gouvernementaux, les recherches sur l'UWB se développent, permettant d'envisager à partir de 1990 des applications commerciales. En effet les récents développements des technologies CMOS (Complementary Metal Oxyde Semiconductor) laissent envisager la possibilité d'implémenter des circuits intégrés à bas coût, encombrement réduit et faible consommation dédiés aux transmissions UWB. Un dernier verrou bloque le développement de l'UWB : la réglementation. Jusqu'en 1998 et le début du processus de réglementation initié par la commission de régulation des communications américaine (FCC – Federal Communication Commission), aucune instance n'a statué sur les communications ultra large bande. En 2002, la FCC autorisa aux Etats-Unis les communications UWB dans la bande de fréquence située entre 3,1 et 10,6 GHz [7]. En Europe, la CEPT (Conférence Européenne des Administrations des Postes et des Télécommunications) démarre sa réflexion en 2001 sur les communications UWB pour déboucher à une décision partielle en 2006. La CEPT met en avant la bande de 6 à 8,5 GHz pour les communications UWB [8]. Les instances de réglementations ont associé à ses bandes de fréquences des puissances d'émissions très faibles afin de diminuer les problèmes de coexistences et d'interférences avec les autres standards sans fil utilisant ces fréquences.

La finalisation de la réglementation est le véritable point de départ au déploiement commercial et aux recherches appliquées sur les technologies UWB. Sous l'impulsion de nombreux laboratoires et entreprises (comme Staccato, Pulse-Link, WiSair, Alereon, Time Domain, Pulse-link, General Atomics, MultiSpectral, AetherWire), de nombreux groupes d'intérêts, et de standardisations vont se former pour obtenir des produits commercialisables. Pour les applications bas débit, en 2007, l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) propose le standard IEEE 802.15.4a [9]. Ce dernier préconise l'utilisation d'une couche physique UWB pour des réseaux sans fil à courte portée et à bas débit (LR-WPAN – Low Rate Wireless Personal Area Network). Les applications à haut débit sont traitées par l'alliance WiMedia puis par l'ECMA (European Computer Manufacturers Association). En 2005, le standard ECMA 368 est proposé pour des applications à très haut débit [10]. Il repose sur une couche physique MB-OFDM UWB (Multi Band - Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Ce standard a pour vocation d'être utilisé comme couche physique du Wireless USB, du Bluetooth 3.0, et du Wireless 1394 en plus du WiMedia. Suite à l'impossibilité de faire un choix entre la technique UWB multi-bande OFDM et DS-UWB (Direct Spread Spectrum) l'organisation IEEE n'a pu finaliser son standard IEEE 802.15.3a.

A partir de 2008, l'intérêt pour la transposition des techniques UWB à 60 GHz se concrétise afin de profiter de la très large bande disponible entre 57 et 66 GHz pour atteindre des débits de plusieurs gigabits par seconde. Autour de 60 GHz la régulation de puissance est moins contraignante qu'autour de 3 et 10 GHz. En 2008, ECMA propose un standard pour l'utilisation de 4 canaux de 2,160 GHz autour des 60 GHz [11]. Pour atteindre un débit supérieur à 3 Gbits/s, le standard ECMA-387 spécifie l'utilisation de l'OFDM, du SCBT (Single Carrier Block Transmission) et des modulations de phase BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), et QAM (Quadrature Amplitude Modulation). En 2009, les standards concurrents et semblables : IEEE 802.15.3c et Wireless HD sont publiés [12], [13].

Les capacités technologiques de l'UWB grâce principalement à la très large bande occupée permettent à l'UWB de couvrir une très large gamme d'applications, comme le montre les différents standards. Ainsi, l'UWB peut être utilisé dans toutes applications sans fil nécessitant des capacités de localisations, de communications peu gourmandes en énergie consommée, et capable de supporter aussi bien un faible débit

qu'un très haut débit sur de courtes portées. Des circuits à bas coût et peu encombrants peuvent être développés [14]. UWB est adapté pour toutes les applications de réseaux de microsystèmes communicants comme les réseaux de capteurs ou les applications autour du multimédia et des périphériques informatiques comme les appareils photo numériques, les scanners, les imprimantes, les projecteurs vidéo, et les télévisions HD qui peuvent profiter des avantages offerts par UWB (figure 1.2). D'autres applications sans fil opérant sur une courte portée radio sont envisageables : localisation et suivi de personnes ou objets dans le cadre de l'amélioration de la sécurité et de l'aide aux personnes, ou des applications à vocation médicale [14].

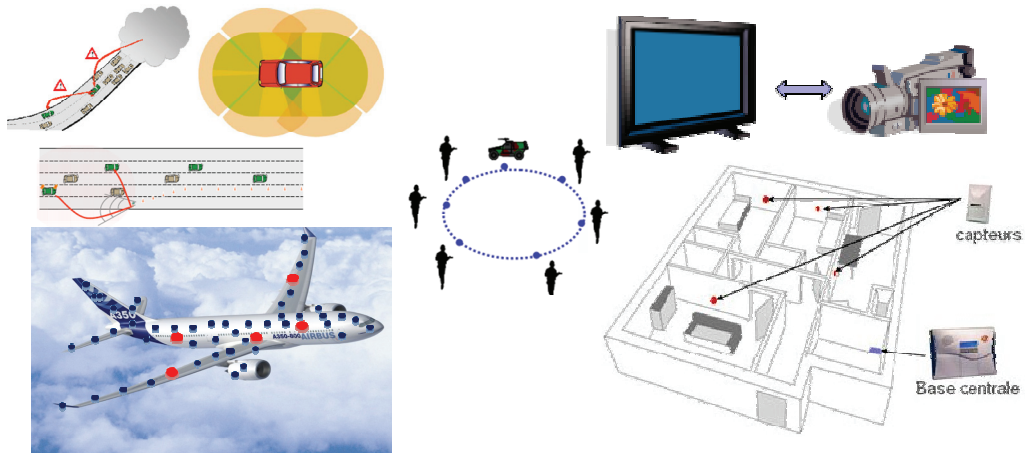


Figure 1.2 – Illustrations d'applications de réseaux de microsystèmes communicants pouvant utiliser une interface radio UWB. Cinq applications sont présentées : système de communication inter-véhicules et entre véhicules et les infrastructures, application militaire de surveillance et protection d'une zone critique, application multimédia pour la connectivité sans fil haut débit, domotique et application de monitoring embarqué.



## 1.2 – Définitions et réglementations

Cette partie présente les techniques de communications à signaux ultra large bande (UWB). Dans un premier temps, l'idée générale d'UWB est présentée via un ensemble de concepts et notions, puis les définitions plus strictes, établies par les instances de réglementations locales, sont énoncées.

L'UWB englobe au sens large toute technologie radio utilisant une large bande de fréquence indépendamment de la technique de transmission utilisée (OFDM, impulsif, sur porteuse classique). La largeur de bande limite pour déterminer la nature de la technologie radio (UWB ou bande étroite) est définie précisément et mathématiquement dans chaque réglementation locale. La figure 1.3 illustre la première l'utilisation d'UWB : un signal large bande avec une faible puissance par rapport aux techniques bandes étroites. La réduction de la densité spectrale de puissance d'UWB par rapport aux techniques à bande étroite a vocation d'assurer la coexistence entre ces deux types de technologies sans fil qui utilisent en commun une partie du spectre. La partie 1.1.2.b dédiée à la réglementation à 60 GHz, nous montrera que cette forte réglementation en puissance est relâchée dans la bande millimétrique.

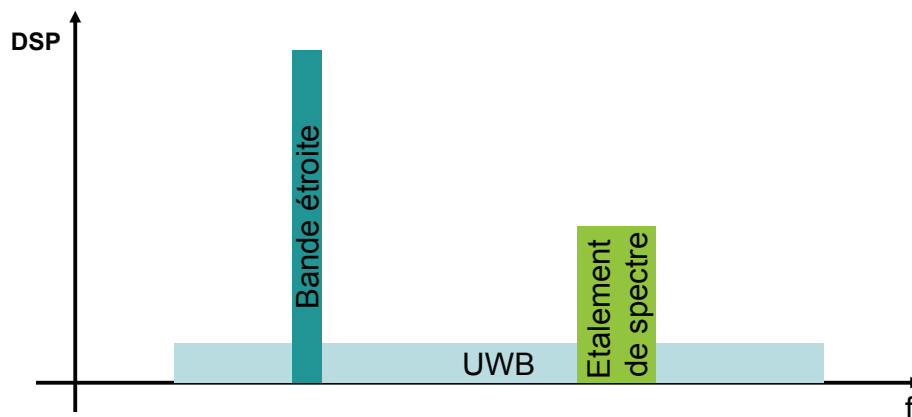


Figure 1.3 – Représentation, via la densité spectrale de puissance (DSP), de l'occupation spectrale et de la puissance émise pour les techniques de communications UWB, les techniques à bande étroite et les techniques à étalement de spectre.

### 1.2.1 – Réglementations des technologies UWB pour des fréquences inférieures à 10,6 GHz

#### 1.2.1.1 - Les Etats-Unis

Dès 2002, les Etats-Unis sont les premiers à légiférer sur les systèmes UWB en tenant compte des recommandations énoncées par la FCC [7]. La FCC spécifie la puissance maximale autorisée et les plages de fréquences utilisables pour chaque application, ainsi qu'une définition de l'UWB. Cette réglementation n'est applicable qu'aux Etats-Unis. Elle servira de référence internationale pour les premiers développements de systèmes UWB. Les autres instances de réglementations du monde s'en inspireront par la suite.

La FCC définit les systèmes UWB sur un critère de bande de fréquence utilisée. Pour être considéré comme un système UWB, le système doit utiliser une largeur de bande à -10 dB ( $B_{-10dB}$ ) supérieure ou égale à 500 MHz ou une bande relative ( $B_{rel}$ ) supérieure à 0,2. La bande à -10 dB est définie par la différence entre la fréquence haute  $f_H$  et la fréquence basse  $f_B$  située à -10 dB par rapport au maximum émis comme illustré sur la figure 1.4. La bande  $B_{-10dB}$  est donc définie comme suit :

$$B_{-10dB} = f_H - f_L \quad (1.2)$$

La bande relative  $B_{rel}$  est définie comme :

$$B_{rel} = 2 \times \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} = \frac{B_{-10dB}}{f_C} \quad (1.3)$$

avec  $f_C$  la fréquence centrale :

$$f_C = \frac{f_H - f_L}{2} \quad (1.4)$$

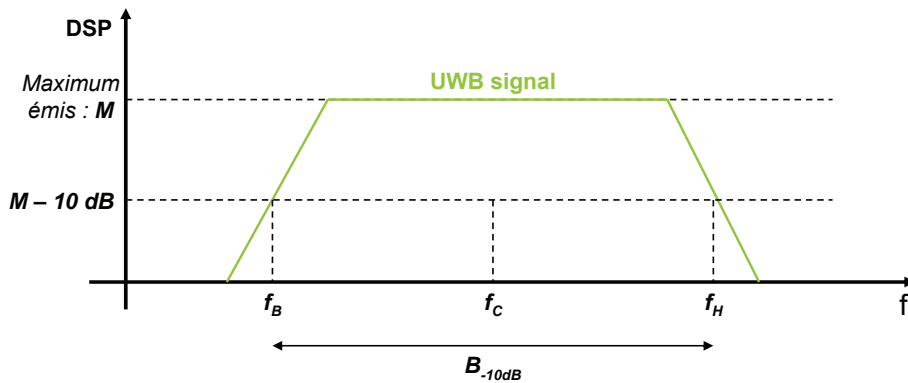


Figure 1.4 – Représentation des grandeurs ( $B_{-10dB}$ ,  $f_B$ ,  $f_H$ ,  $f_C$ ), sur un spectre fréquentiel (DSP), permettant de définir la bande occupée à -10 dB et la bande relative  $B_{rel}$  d'un signal UWB dans le cadre de la réglementation américaine de la FCC.

Les signaux UWB peuvent, grâce à leurs propriétés spécifiques (capacité du canal, capacité de localisation et excellente pénétration à travers les matériaux), être utilisés pour des applications de RADAR, d'imagerie à distance, de surveillance, d'imagerie médicale ou pour des systèmes de communications. La réglementation de la FCC prévoit des contraintes différentes pour chacune de ses applications. Dans ce manuscrit, nous ne présenterons que la réglementation associée aux systèmes de communications UWB.

On distingue deux types de systèmes de communications UWB : les systèmes portatifs et les systèmes d'intérieurs. Les premiers sont mobiles, alors que les seconds sont fixes. La FCC spécifie deux gabarits d'émission différents à respecter en fonction de la catégorie d'appartenance du système. Toutes les communications UWB doivent avoir leur fréquence centrale  $f_C$  comprise entre 3,1 et 10,6 GHz. Toutes les émissions au dehors de cette bande doivent être non désirées. La FCC spécifie deux contraintes : la puissance moyenne sur le gabarit d'émission ou masque et la puissance de pic autour de la fréquence centrale  $f_C$ . La figure 1.5 et le tableau 1.1 présente les puissances PIRE (Puissance Isotrope Rayonné Equivalente) moyennes des masques d'émission pour les systèmes portatifs et d'intérieur.

Tableau 1.1 – Réglementation de la FCC : PIRE moyenne limite pour les systèmes de communications UWB portatifs et intérieurs.

Bande de fréquence [MHz]	Densité PIRE moyenne limite [dBm/MHz]	
	Systèmes intérieurs	Systèmes portatifs
0 - 960	-41,3	-41,3
960 - 1610	-75,3	-75,3
1610 - 1990	-53,3	-63,3
1990 - 3100	-51,3	-61,3
3100 - 10600	-41,3	-41,3
> 10600	-51,3	-61,3

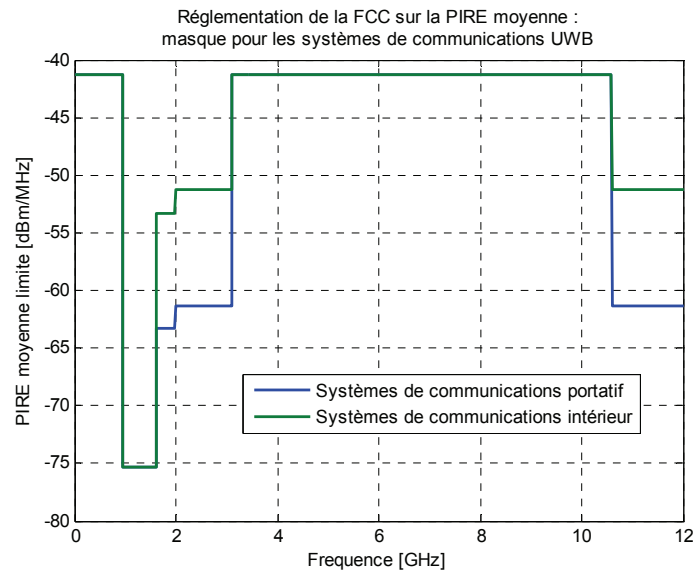


Figure 1.5 – Masques d'émission réglementant la PIRE moyenne limite pour les systèmes de communications UWB portatifs et intérieurs, définis par la FCC pour le territoire américain.

La PIRE moyenne définie dans la norme de la FCC est valable pour une bande de résolution (RBW – Resolution Bandwidth) de 1 MHz. La bande RBW précise la résolution de la mesure. Dans notre cas, la bande à mesurer est parcourue MHz par MHz. La moyenne est faite sur une durée inférieure à 1 ms. Ainsi la réglementation imposée est une densité de puissance pour 1 MHz et moyennée sur une durée inférieure à 1 ms. Sur cette bande favorisée par la FCC, de 3,1 à 10,6 GHz, la PIRE moyenne autorisée est de -41,3 dBm/MHz. On constate que la réglementation est plus stricte pour les systèmes portatifs car ils peuvent opérer en extérieur.

La puissance PIRE pic autour de  $f_c$  est limitée à 0 dBm sur une bande de résolution de 50 MHz. Dans le cas où le spectre du signal émis n'est pas plat sur la bande considérée, alors on préférera utiliser la contrainte sur la puissance pic limite suivante. Sur une bande de 3 MHz la puissance pic limite ne doit pas dépasser -24,4 dBm. La FCC impose ces contraintes sur la puissance pic afin de s'assurer qu'une impulsion trop forte ne vienne saturer la tête RF d'un récepteur d'une autre technologie radio. Les masques protègent en moyenne mais pour les systèmes de communications avec un faible taux d'émission d'impulsion une contrainte sur la puissance pic est nécessaire pour assurer la coexistence.

La FCC précise également d'autres contraintes comme notamment l'arrêt de toutes transmissions au bout de dix secondes si l'émetteur n'a pas reçu d'acquiescement de la part du destinataire. Les systèmes intérieurs ne doivent pas être orientés vers l'extérieur du bâtiment mais uniquement vers son récepteur associé. Enfin l'utilisation en extérieur de l'UWB sur des infrastructures fixes, comme des stations de bases, est interdite, seuls les systèmes portatifs peuvent opérer en extérieur.

Toutes ces mesures ont pour but d'assurer la coexistence des systèmes de communications UWB avec les systèmes classiques à bande étroite qui peuvent être amenés à cohabiter sur ces bandes de fréquences (3,1 – 10,6 GHz) comme le WiFi IEEE 802.11a [15] qui travaille à 5 GHz (bande UNII - Unlicensed National Information Infrastructure) ou le WiMAX [16] [17] à 3,5 GHz. On notera que les technologies radio associées à la téléphonie cellulaire et au GPS (Global Positioning System) sont censées être protégées des interférences causées par les signaux UWB grâce aux faibles niveaux du masque de réglementation.

### 1.2.1.2 - L'Union Européenne

L'Union Européenne a établi sa réglementation sur l'UWB quatre ans après les Etats-Unis en 2002 via la CEPT (ECC/DEC/(06)04 [8]). Deux décisions de la commission Européenne sont à prendre en compte : la décision 2007/131/EC [18] du 27 Février 2007 et la décision 2009/343/EC [19] du 25 Avril 2009. Elle se différencie fortement de la réglementation américaine notamment à cause d'une inquiétude plus grande sur les problèmes d'interférences et de coexistences avec les autres technologies radio.

La CE (Commission Européenne) définit les technologies UWB comme des technologies radio pour les communications à courte portée avec une énergie radioélectrique répandue sur une très large bande de

fréquence qui peut couvrir des fréquences utilisées par d'autres services de radiocommunications. On considère comme technologies UWB les systèmes radio utilisant une bande très supérieure à 50 MHz.

La CEPT considère que les transmissions UWB ne sont pas assimilables à du bruit radioélectrique. Ceci explique notamment sa réticence à libéraliser une très large bande de fréquence comme l'ont fait les Etats-Unis. Elle propose également de mettre en place des techniques de cohabitations intelligentes basées sur la détection et l'évitement (DAA – Detect And Avoid) ainsi que sur un faible taux d'occupation du canal (LDC – Low Duty Cycle). Ainsi en plus des contraintes sur la PIRE moyenne en émission, via des masques, et sur la PIRE maximale, la CEPT propose deux techniques d'atténuation appropriées que nous détaillerons par la suite. La figure 1.6 et le tableau 1.2 présentent les masques d'émission définis par la CEPT pour les communications UWB.

L'Europe plus frileuse que la FCC américaine a préparé sa réglementation UWB en plusieurs étapes. Ces étapes progressives ont notamment inclus des phases d'évaluations des interférences des systèmes UWB sur les autres systèmes existant en dessous de 10,6 GHz [8]. Un masque de compatibilité a notamment permis de rejeter la première proposition de réglementation de l'UWB. Ce n'est qu'en 2006 que la CEPT a pu fournir une première réglementation viable assurant la coexistence avec les autres systèmes de communications. Dans cette première version il était déjà prévu de mettre en place des outils pour évaluer l'utilisation du spectre radioélectrique et valider les hypothèses de départ. Un réajustement avec l'amendement de 2009 a permis de déboucher sur la réglementation décrite par la figure 1.6, et préconise sur le long terme l'utilisation de la bande de 6 à 8,5 GHz.

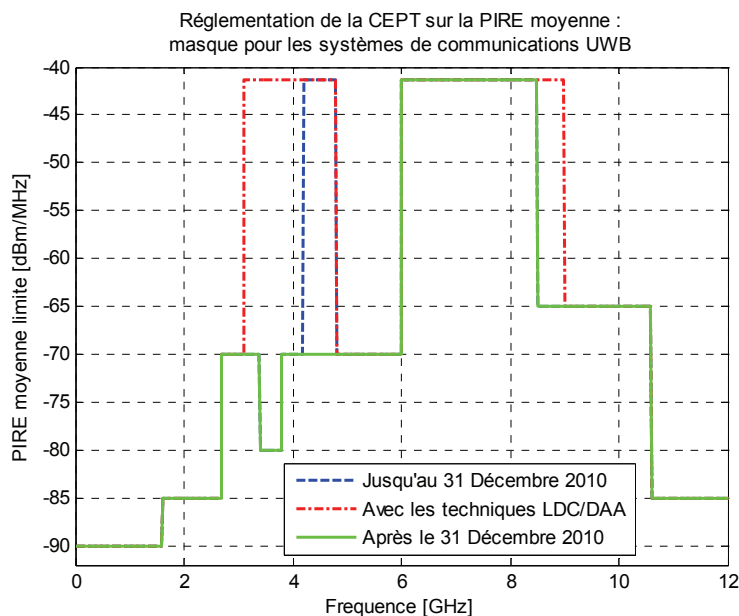


Figure 1.6 – Masques d'émission réglementant la PIRE moyenne limite pour les systèmes de communications UWB pour l'Europe définis par la Commission Européenne.

Les techniques d'atténuations appropriées LDC et DAA permettent d'ouvrir les bandes 3,1 – 4,8 GHz et 8,5 – 9 GHz aux systèmes UWB tant qu'ils respectent une PIRE moyenne de -41,3 dBm/MHz et une PIRE crête de 0 dBm. La technique LDC (Low Duty Cycle) propose d'occuper le spectre radioélectrique uniquement pendant une très faible durée. Cette technique définit une transmission à faible rapport cyclique comme une transmission dont le temps d'émission est inférieur à 5 % du temps sur chaque seconde, et inférieur à 0,5 % du temps sur chaque heure et inférieure à 5 ms. La technique DAA consiste à réduire la puissance d'émission lorsqu'un système voisin bande étroite est détecté. Pour la détection le dispositif UWB de réception doit être capable de mesurer la force du signal qui occupe le canal. Alors que l'émetteur UWB doit pouvoir ajuster sa puissance de transmission [20].

Pour la CEPT, les dispositifs UWB sont principalement utilisés à l'intérieur des bâtiments. Ils cessent d'émettre au bout de dix secondes en cas d'absence de signe d'un récepteur associé. L'utilisation en extérieur est interdite pour des installations fixes. Pour les véhicules automobiles et ferroviaires, la Commission Européenne impose à peu près les mêmes contraintes au niveau du masque et des techniques LDC et DAA.

Tableau 1.2 – Réglementation de la Commission Européenne pour l'Europe : PIRE moyenne et PIRE crête limite pour les systèmes de communications UWB portatifs et intérieurs.

Bande de fréquence [GHz]	Densité PIRE moyenne limite [dBm/MHz]	Densité PIRE crête limite [dBm/50 MHz]
< 1,6	-90,0	-50,0
1,6 - 2,7	-85,0	-45,0
2,7 - 3,4	-70,0	-36,0
3,4 - 3,8	-80,0	-40,0
3,8 - 4,2	-70,0	-30,0
	-41,3	-0,0
4,2 - 4,8	<i>(jusqu'au 31/12/2010)</i>	<i>(jusqu'au 31/12/2010)</i>
	-70,0	-30,0
	<i>(après le 31/12/2010)</i>	<i>(après le 31/12/2010)</i>
4,8 - 6,0	-70,0	-30,0
6,0 - 8,5	-41,3	0,0
8,5 - 10,6	-65,0	-25,0
> 10,6	-85,0	-45,0

### 1.2.1.3 - Le reste du monde

Il est difficile d'envisager une convergence mondiale sur l'ensemble du globe aux vues des spécificités du spectre radioélectrique de chaque territoire sur ses fréquences très utilisées. Les différentes instances de la Corée du Sud, du Japon, de la Chine et de l'Australie se sont inspirées de la réglementation américaine. De manière générale, on retrouve sur l'ensemble de ces territoires deux bandes pour l'UWB. La première se situe entre 3 et 5 GHz et la seconde entre 6 et 10 GHz avec des densités spectrales de puissance moyenne de -41,3 dBm/MHz. Les techniques DAA et LDC sont également appliquées.

## 1.2.2 –Réglementations des technologies UWB pour la bande des 60 GHz

### 1.2.2.1 - 60 GHz : les motivations

La réglementation entre 3 et 11 GHz montre ses limites au niveau de son uniformisation à travers le monde ce qui rend difficile la création d'un produit UWB utilisable sur l'ensemble du globe. Des 7,5 GHz disponibles par la FCC en 2002, il ne reste plus que des petites portions de spectre de 500 MHz voire 1 GHz communes à travers le monde. La bande des 60 GHz peut fournir une solution à cet inconvénient notamment grâce au fait que cette bande soit encore peu utilisée pour des applications radio. Cela facilite la réglementation et permet d'harmoniser les bandes à allouer. La bande millimétrique devient accessible, pour des applications commerciales de masse à bas coûts, grâce à l'évolution de la micro-électronique, notamment des technologies CMOS dont les fréquences de coupures et les fréquences maximale d'oscillation sont supérieures à 120 GHz [21]. Le développement d'émetteurs-récepteurs CMOS est envisageable à partir des technologies CMOS 130nm, 90nm et 65nm [22]. Le 60 GHz est intéressant à bien des égards. Des signaux UWB peuvent être utilisés grâce à la large bande disponible (plusieurs gigahertz) permettant ainsi le très haut débit. L'utilisation de cette bande est libre et gratuite. La bande des 60 GHz est relativement épargnée par les problèmes d'interférences. En effet, elle se situe très loin des bandes ISM et UNII surchargées par différents services radio (WiFi, Bluetooth, etc ...). De plus, à 60 GHz l'atténuation due à la propagation est beaucoup plus forte qu'à moins de 10 GHz. Les communications portent sur une faible zone permettant ainsi une faible distance de réutilisation des fréquences et donc une forte densité de déploiement des systèmes de communications UWB à 60 GHz [23]. Cette faible distance d'émission lui confère un aspect sécuritaire sur les transmissions. La faible longueur d'onde permet d'utiliser des antennes très directives de taille réduite [22]. Les transmissions directives réduisent les problèmes d'interférences et de coexistences, ainsi que la consommation énergétique et l'étalement des échos du canal [24]. Ce dernier point facilite le développement d'émetteur-récepteur à haut débit avec une faible complexité puisque les interférences inter symboles sont réduites [25].

Cette bande millimétrique à 60 GHz est donc très intéressante pour les applications sans fil courte portée [21], [26].

### 1.2.2.2 - Les Etats-Unis

Les Etats-Unis définissent pour cette bande une réglementation en 2001 via la FCC [27]. Le spectre autorisé se situe entre 57 et 64 GHz soit une bande sans licence de 7 GHz. La limite en puissance est beaucoup moins contraignante à 60 GHz à cause des spécificités du canal radio. La FCC impose une puissance PIRE d'émission limite pic de 43 dBm. La puissance PIRE pic ne doit pas dépasser 150 W et la largeur de bande minimale est de 100 MHz. L'utilisation de cette bande de 7 GHz autour de 60 GHz dans le cadre d'applications aéronautiques et spatiales n'est pas permise.

### 1.2.2.3 - L'Union Européenne

L'Europe jouit de la plus grande bande autorisée à 60 GHz : de 57 à 66 GHz, soit 9 GHz de disponible. La CEPT autorise une puissance PIRE maximale de 40 dBm et une densité de 13 dBm/MHz [28] [29]. La bande minimale à utiliser est de 500 MHz. Il n'y a pas de restriction sur le rapport cyclique d'émission des communications ainsi que sur l'espacement entre les différents canaux. La CEPT a autorisé cette PIRE élevée pour compenser les fortes pertes dues au canal, à l'atténuation de l'oxygène et à l'absorption élevée des matériaux. Les utilisations extérieures sont exclues à ce niveau de réglementation. Pour les applications mobiles extérieures une PIRE maximale de 25 dBm et une densité de -2 dBm/MHz sont spécifiées.

### 1.2.2.4 - Le reste du monde

Le Japon peut utiliser la bande de 59 à 66 GHz avec une PIRE limite de 57 dBm. La réglementation en Australie est la plus restrictive au niveau de la largeur de bande : 59,4 – 62,9 GHz. La PIRE limite associée est de 150 W. Le Canada partage la même réglementation que les Etats-Unis. Il y a donc une relative harmonisation des réglementations qui permet d'avoir une bande sans licence commune de 3,5 GHz.

La figure 1.7 résume la réglementation de la bande 60 GHz à travers le monde.

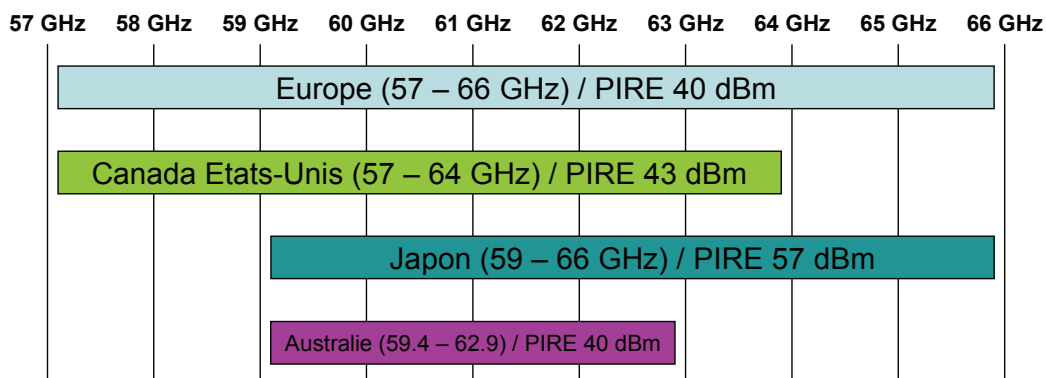


Figure 1.7 – Les bandes de fréquences autorisées autour de 60 GHz en fonction des territoires.

## 1.2.3 – Conclusion sur la réglementation pour les communications UWB

Deux bandes de fréquences sont utilisables pour les communications ultra large bande soit en dessous de 10,6 GHz, soit autour de 60 GHz.

La bande en dessous de 10,6 GHz permet des développements fonctionnels dès aujourd'hui et sans difficultés incontournables compte tenu des capacités de la micro-électronique et des technologies CMOS.

Grâce à cette maturité des technologies CMOS, les concepteurs de systèmes UWB ont une grande marge de manœuvre dans leur choix d'architecture et d'implémentation des circuits d'émetteurs-récepteurs. L'implémentation peut être presque entièrement numérique ou mixte. A 60 GHz les implémentations analogiques prédominent. La réglementation est assez contraignante de par les besoins de coexistence et pour réduire les interférences avec les nombreux services radio existant à proximité. Ainsi une très faible puissance d'émission est autorisée, et les techniques de coexistences (LDC et DAA) sont recommandées. L'harmonisation au niveau mondial n'est pas envisageable sur de très grandes bandes de fréquences.

La bande des 60 GHz a une réglementation beaucoup plus souple car elle se situe loin des bandes traditionnellement utilisées pour les autres services radio. Le problème de coexistence est donc moindre : on peut alors profiter d'une plus grande puissance d'émission. De plus, l'atténuation due à la propagation est très forte à ces fréquences relâchant ainsi les contraintes pour les interférences. La densité de déploiement de systèmes radio est également accrue. La longueur d'onde millimétrique permet la réalisation de circuits et antennes très directives avec des dimensions réduites. L'utilisation de cette bande peut se faire sans technique de coexistences. L'harmonisation de cette bande sur l'Europe, les Etats-Unis et le Japon, et les développements des technologies CMOS confère à cette bande un avenir prometteur à long terme. Les coûts de fabrication des circuits peuvent grâce à l'harmonisation être réduits. L'inconvénient principal de cette bande est que les choix pour l'architecture et l'implémentation des circuits sont plus réduits que pour la bande en dessous de 10,6 GHz.

## 1.3 – Les techniques UWB

Les instances de réglementation ont donné aux signaux UWB une définition assez souple. Seule une contrainte sur la largeur de bande occupée est imposée. Aucune contrainte n'est fixée, ni sur la forme du signal, ni sur le type de modulation. Il existe donc une grande variété de système de transmissions UWB. Cette partie est dédiée à leurs descriptions, des plus classiques comme l'OFDM, le DSSS, la modulation FM, aux plus spécifiques comme l'UWB à impulsion. Toutes les techniques radios classiques sont possibles, tant que la largeur de bande utilisée est suffisamment importante. Nous présenterons dans la suite les techniques UWB les plus répandues. On les classe généralement en deux catégories : les techniques continues et les techniques discontinues. La figure 1.8 illustre ces deux catégories de technologie UWB. Dans la première, on recense l'ensemble des techniques classiques sur porteuses continues comme l'OFDM, les techniques par étalement de spectre (DSSS, CDMA), ou la modulation de fréquence large bande. La seconde catégorie comprend principalement les techniques discontinues par impulsion dite IR-UWB (Impulse Radio Ultra WideBand) comme le spectral keying [1] [30], le MTOK (Multiband Ternary Orthogonal Keying) [31] [32] ou le Waveform Modulated UWB [33].

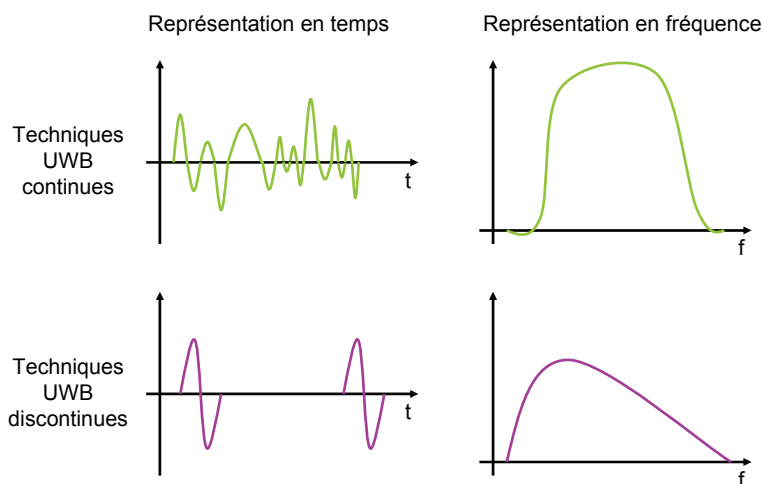


Figure 1.8 – Les différentes approches pour l'utilisation du spectre UWB. Représentation spectrale et temporelle des signaux UWB continus et UWB discontinus.

La plupart de ces techniques UWB peuvent être à bande unique ou multi-bandes [1]. Les avantages des systèmes multi-bandes sont la capacité pour le très haut débit, la flexibilité du spectre, une optimisation de la ressource spectrale et de la réglementation, mais en contrepartie, l'implémentation est souvent plus complexe et coûteuse que pour les approches mono bande [34].

Toutes les techniques présentées par la suite ont été initialement mises en œuvre entre 3,1 et 10,6 GHz mais elles peuvent être appliquées à la bande des 60 GHz pour profiter de ses avantages inhérents. Un étage de transposition est dans la plupart des cas utilisé.

### 1.3.1 – L'UWB entre 3,1 et 10,6 GHz

#### 1.3.1.1 – Les techniques discontinues : l'UWB par impulsion : IR-UWB

##### 1.3.1.1.a – Les principes généraux de l'IR-UWB

- Les impulsions à très large bande et l'occupation spectrale



L'impulse Radio UWB (IR-UWB) propose d'utiliser la très large bande disponible par l'intermédiaire d'impulsions de très courte durée [14], [35]. Dans le cadre de l'IR-UWB sans porteuse, la forme de l'impulsion doit s'adapter aux différentes réglementations en vigueur. Ainsi le spectre des impulsions transmises doit respecter les masques d'émission. Les formes d'impulsions les plus souvent utilisées sont des fonctions sinusoidales, de Gauss ou leurs dérivées. Des impulsions orthogonales à base de fonction d'Hermite ou de polynôme de Gegenbauer ou de Legendre [36] peuvent permettre d'optimiser l'utilisation du masque d'émission tout en favorisant les modulations M-aires ou les communications multi utilisateurs [36]. Des exemples de formes d'impulsions et leur spectre sont donnés dans la figure 1.9. La figure 1.10 montre l'intérêt de l'utilisation d'une porteuse sinusoidale pour transposer l'impulsion autour de la fréquence de la porteuse et ainsi l'adapter plus facilement aux masques d'émission. En considérant la première dérivée de la fonction Gaussienne, et une porteuse travaillant à la fréquence  $F_c$  on obtient le signal  $y(t)$  qui correspond à une impulsion transposée dans la bande 3,1 – 10,6 GHz :

$$y(t) = A \cdot \sin(2\pi \cdot F_c \cdot t) \times \left( \frac{1}{T_p} \right)^2 \cdot t \cdot e^{-\left( \frac{t}{T_p} \right)^2} \quad (1.5)$$

avec  $A$  l'amplitude de la sinusoïde et  $T_p$  la durée de l'impulsion.

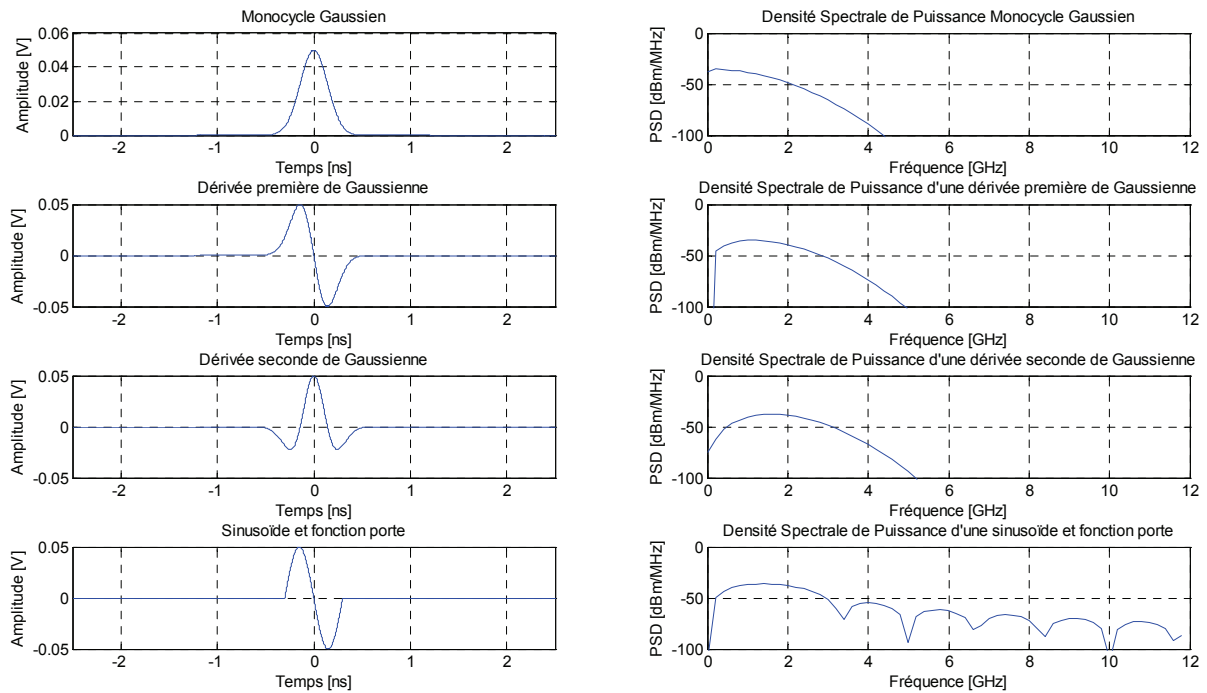


Figure 1.9 – Différentes formes d'impulsions basées sur des fonctions Gaussiennes. Représentations temporelle et fréquentielle.

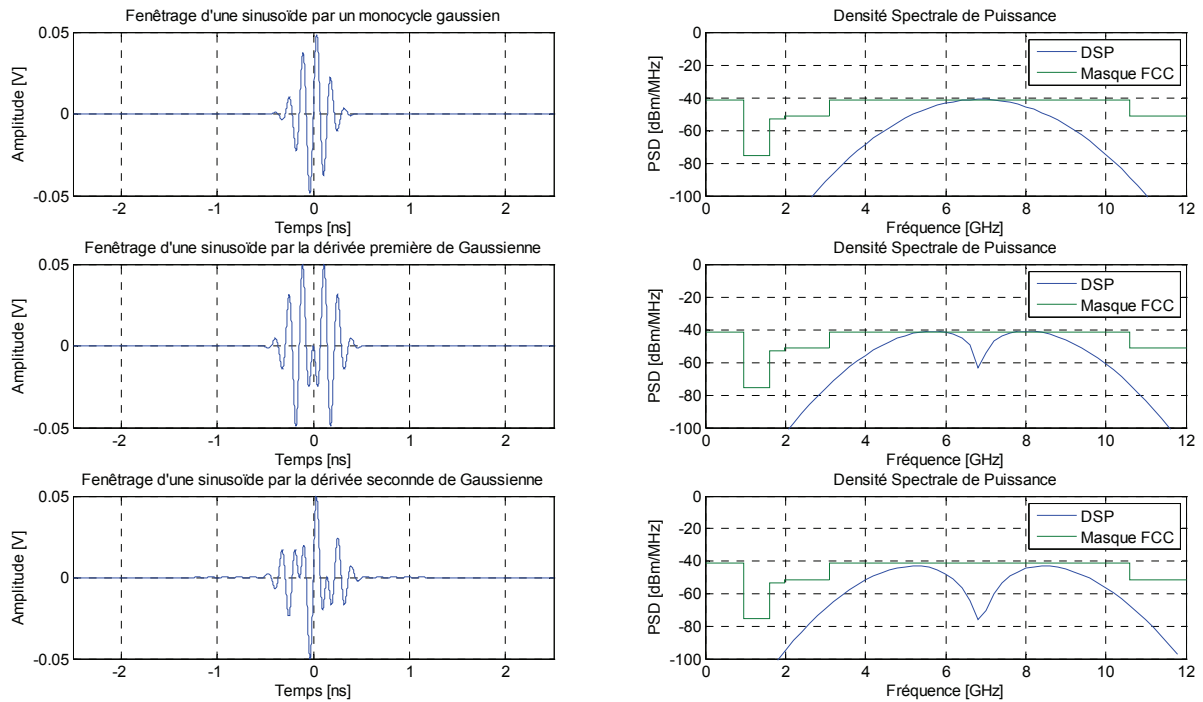


Figure 1.10 – Transposition d’impulsions à base de fonctions de Gauss et de leurs dérivées, grâce à une sinusoïde. Leurs densités spectrales de puissance (DSP) montrent qu’elles s’adaptent plus facilement à la réglementation (ici masque de la FCC).

Les impulsions peuvent être modulées en forme, phase, position, amplitude pour assurer le transfert d’information. Ces modulations sont illustrées dans la figure 1.11.

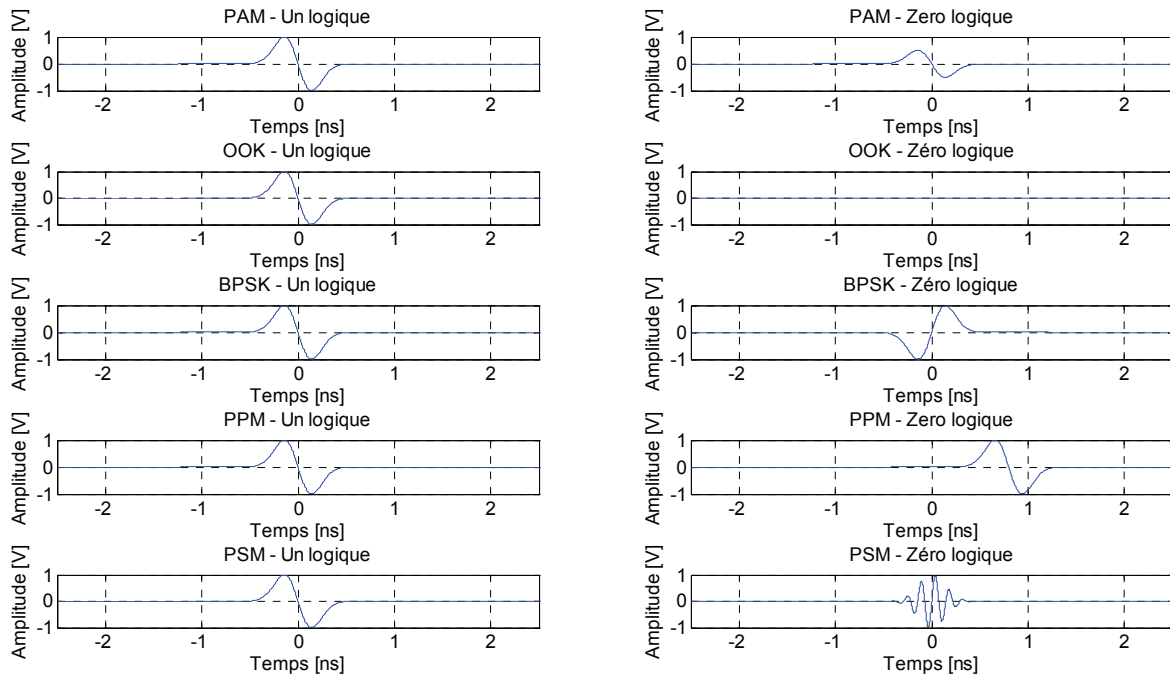


Figure 1.11 – Illustration des modulations d’impulsion : PAM – Pulse Amplitude Modulation, OOK – On Off Keying, BPSK – Binary Phase Shift Keying, PPM – Pulse Position Modulation, PSM – Pulse Shape Modulation.

- Les techniques multi utilisateurs

L'émission d'un train d'impulsions à un rythme constant entraîne des raies dans le spectre du signal UWB. Ces raies sont gênantes. Elles engendrent des perturbations et empêchent un respect optimal des masques d'émissions. Deux techniques d'étalement de spectre sont généralement utilisées pour supprimer ces raies et lisser le spectre : le Time Hopping (TH) et le DS (Direct Sequence).

Le Time Hopping est une décomposition du canal en trame successives [37]. Chacune de ces trames est composée de time slot. Un time slot contient une impulsion modulée. En fonction d'un code pseudo aléatoire, dit code TH (Time Hopping), qui est attribué à chaque utilisateur. Les codes TH définissent les slots utilisés dans chaque trame par chaque utilisateur. Cette technique permet également d'obtenir une capacité multi utilisateurs grâce aux différents codes TH. Le Time Hopping confère au signal TH-IR-UWB une faible probabilité d'interception et de détection. Les codes pseudo aléatoires rendent le spectre du signal TH-IR-UWB plus aléatoire. Le spectre UWB apparaît alors comme du bruit pour les autres systèmes radio, les fortes raies spectrales ayant disparues (figure 1.12). La probabilité de collision et donc d'interférence entre systèmes TH-IR-UWB est réduite puisque la position des impulsions dépend d'un code pseudo aléatoire.

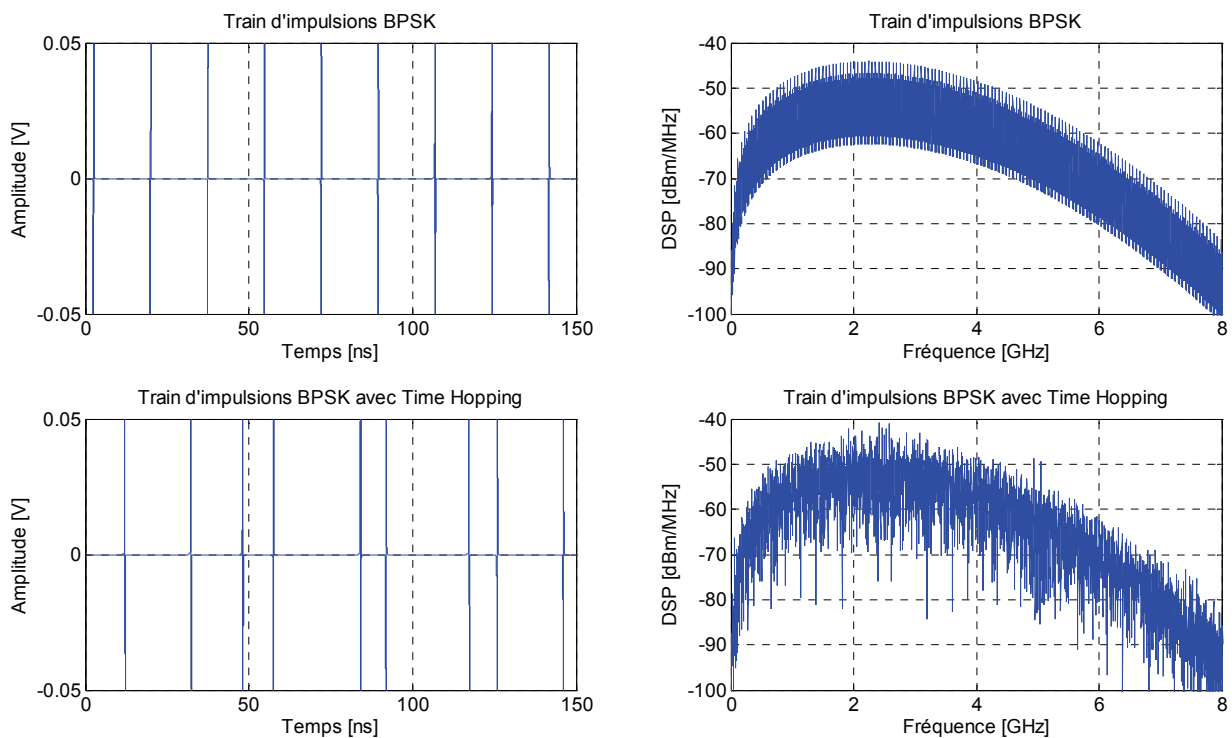


Figure 1.12 – Impact du Time Hopping sur un train d'impulsions modulées BPSK. La représentation temporelle montre que l'espace entre deux impulsions n'est pas constant grâce aux codes TH pseudo-aléatoires. La représentation en fréquence montre que TH supprime les raies fréquentielles.

Le Direct Sequence IR-UWB (DS-IR-UWB) réutilise la technique DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) couramment utilisée dans les techniques classiques à bande étroite [38]. Le bit d'information à transmettre est étalé par une séquence de  $N$  impulsions. La longueur de la séquence d'étalement impacte le gain de traitement et la résistance aux interférences bande étroite. Le DS lisse également le spectre du signal et confère une capacité multi utilisateurs au système de communication.

- Les avantages et les challenges d'IR-UWB

L'implémentation et l'architecture choisie ne change pas les propriétés ainsi que les avantages et inconvénients dus à la discontinuité des transmissions, pour les techniques IR-UWB. Les contraintes d'implémentation seront discutées dans le chapitre 3 du manuscrit où les deux implémentations possibles : mixte et « mostly digital » seront décrites. De façon générale, les techniques IR-UWB peuvent s'affranchir des porteuses, et donc elles permettent de réduire la complexité et la consommation du système d'émission-réception.

L'IR-UWB est une solution d'interface radio simple, peu coûteuse, peu gourmande en énergie et peu encombrante. Les contraintes imposées par la législation confèrent aux techniques IR-UWB une faible

consommation. L'émission d'impulsions de façon discontinue, avec un faible rapport cyclique permet la diminution de cette consommation d'énergie. Les dernières technologies CMOS peuvent être utilisées à bas coût tout en minimisant la taille des circuits et leur consommation énergétique. La taille des circuits IR-UWB se réduira selon la Loi de Moore. En dépit d'implémentations simples, les systèmes IR-UWB peuvent offrir des capacités d'adaptation [39]. En jouant sur des paramètres comme le nombre d'impulsions par bit ou la période de répétitions des impulsions, le système peut offrir dynamiquement un compromis entre débit, portée et consommation énergétique.

La large bande de fréquence utilisée permet une grande diversité fréquentielle. Les systèmes IR-UWB possèdent également, via la forte résolution temporelle, une bonne capacité de localisation. La très large bande d'UWB lui offre une excellente diversité fréquentielle et une fine résolution des multi trajets. En contrepartie, cette large bande rend les opérations d'estimation du canal, de synchronisation et de combinaison des multi trajets plus complexes et donc plus coûteuses, que pour des systèmes à bande étroite [34].

L'IR-UWB possède une certaine immunité aux évanouissements causés par les multi trajets. L'utilisation d'impulsions de courte durée réduit la probabilité d'occurrence de recombinaisons destructives entre les multi trajets [40]. Les récepteurs IR-UWB peuvent donc réduire la marge des trous de fading, permettant ainsi des conceptions plus simples pour le circuit de réception.

La synchronisation s'avère difficile car les impulsions utilisées sont très courtes [41]. Même un léger désalignement en synchronisation peut causer une forte dégradation du rapport signal à bruit et des performances du récepteur [41]. Une synchronisation rapide, précise, et peu coûteuse pour les systèmes IR-UWB est encore un challenge pour plusieurs raisons : l'intervalle de recherche est grand, l'impulsion recherchée est très courte et les puissances en jeu sont faibles [40] [42] [43].

- *Le standard IEEE 802.15.4a basé sur les techniques à impulsion*

Le standard IEEE 802.15.4a spécifie l'utilisation de TH-IR-UWB sur des bandes de 499 MHz, 1 GHz et 1,4 GHz [9]. Une modulation 2-PPM est préconisée avec une fréquence de répétition des impulsions (PRF – Pulse Repetition Frequency) comprise entre 3,9 et 15,6 MHz. La couche physique proposée atteint des débits compris entre 0,11 et 27 Mbits/s.

### **1.3.1.1.b – Spectral Keying IR-UWB : SK-IR-UWB**

Le Spectral Keying IR-UWB, SK-IR-UWB, technique multi bande IR-UWB orientée vers le haut débit qui fut une des propositions pour le standard IEEE 802.15.3a. Spectral Keying code les informations à émettre par la bande de fréquence utilisée [1] [30]. Un symbole correspond à une série d'impulsions émises dans un ordre particulier sur les différentes bandes du système. Par exemple, si le système a 3 bandes de 500 MHz, un symbole peut être la transmission d'une impulsion dans la bande n° 2 puis dans la bande n°1 et enfin dans la bande n°3. Un symbole est donc défini comme une matrice de M bandes et T intervalles de temps comme l'illustre la figure 1.13. Une bande n'est utilisée qu'une fois par symbole comme le montrent les figure 1.14 et 1.15. L'impulsion émise est également modulée. Des modulations avec une grande valence peuvent être ainsi obtenues ce qui permet de réduire le débit des symboles et donc d'être moins sensibles aux interférences inter symboles (ISI) dues à un étalement des échos du canal.

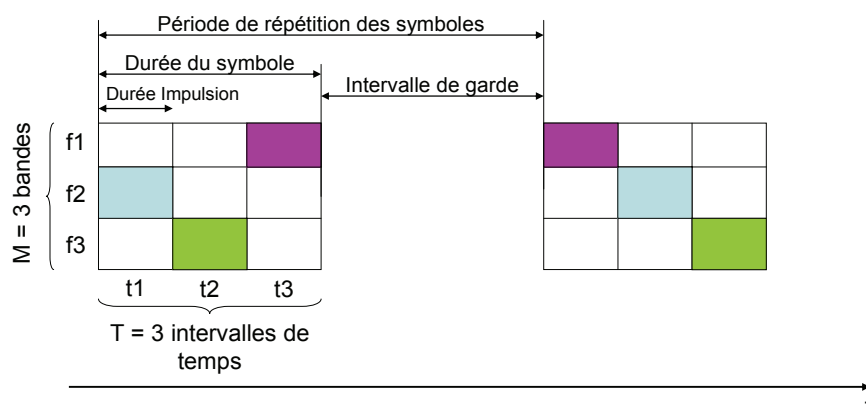


Figure 1.13 – Illustration du principe de construction et d'émission des symboles pour la technique Spectral Keying UWB.

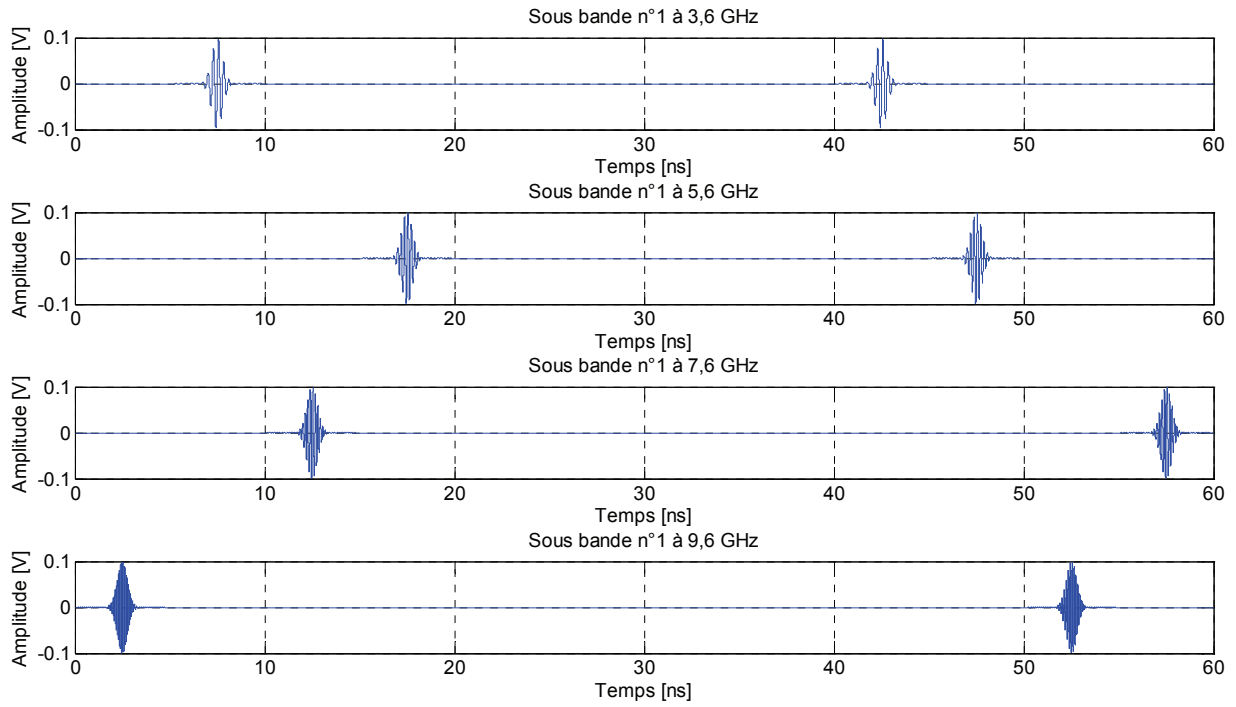


Figure 1.14 – Représentation temporelle des 4 sous bandes d'un signal Spectral Keying UWB. Un symbole contient  $M=4$  bandes et  $T = 4$  intervalles de temps. La durée d'un symbole est 20 ns, l'intervalle de garde dure 20 ns. La période de répétition des symboles SK est de 40 ns.

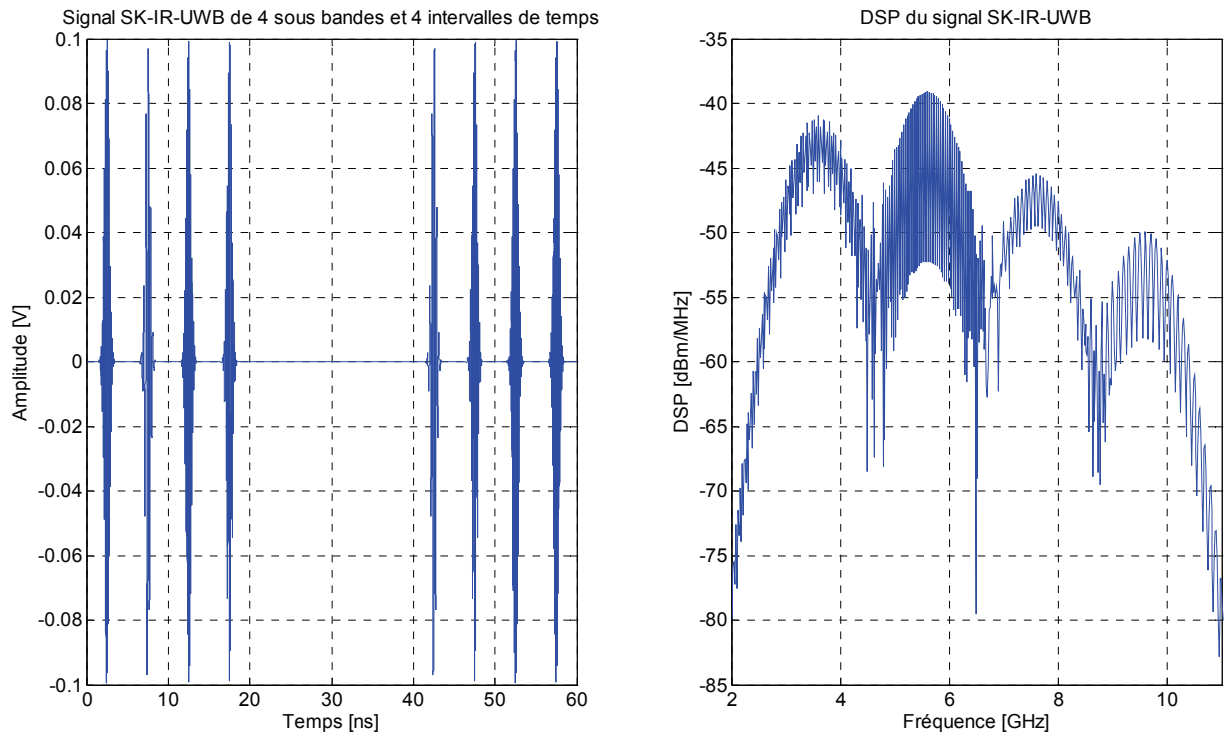


Figure 1.15 – Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal Spectral Keying UWB. Un symbole contient  $M=4$  bandes et  $T = 4$  intervalles de temps. La durée d'un symbole est 20 ns, l'intervalle de garde dure 20 ns. La période de répétition des symboles SK est de 40 ns. Les quatre bandes de fréquence utilisées sont facilement visualisables sur le spectre.

---

### **1.3.1.1.c - Multiband Ternary Orthogonal Keying IR-UWB : MTOK-IR-UWB**

Le Multiband Ternary Orthogonal Keying IR-UWB est une technique multi bande basée sur l'émission d'impulsion. Elle a été proposée pour le standard IEEE 802.15.4a qui est orienté vers le bas débit [31] [32]. Le MTOK IR-UWB propose de moduler et étaler un train d'impulsion. 14 bandes de 528 MHz sont utilisées. Le MTOK a vocation d'assurer la cohabitation d'un grand nombre de réseaux et d'utilisateur proches. Des multiplexages en fréquence, en temps et par code sont utilisés. Un réseau utilise une bande de 528 MHz et un jeu de 16 séquences ternaires de 32 chips. Des symboles de 4 bits sont construits à partir de ses 16 séquences possibles. Le débit des symboles est de 0,75 MBd ce qui permet au MTOK d'atteindre 3 Mbits/s.

### **1.3.1.1.d - Waveform Modulated IR-UWB : WM-IR-UWB**

Le Waveform Modulated IR-UWB, WM-IR-UWB, est l'une des propositions faite pour le standard IEEE 802.15.4a [33]. Le WM est basé sur de l'IR-UWB. Cette technique permet d'obtenir une solution UWB simple et peu coûteuse. 16 bandes de 469 MHz sont utilisées. 16 formes d'impulsions orthogonales, dont le spectre est le plus plat possible, sont attribuées aux 16 bandes. Un groupe est constitué de 4 bandes et contient donc 4 formes d'impulsions orthogonales. Couplées avec des modulations d'impulsions binaires comme le On-Off Keying (OOK) ou le BPSK (Binary Phase Shift Keying), les combinaisons d'impulsions permettent d'obtenir des modulations avec une valence importante. Ici pour un groupe de 4 bandes et une modulation binaire, le système WM peut transmettre 4 bits d'informations par symboles.

## **1.3.1.2 –L'UWB sur porteuse continue**

La seconde catégorie de technologie UWB propose de transmettre en continu les signaux sur la bande autorisée par la législation. La modulation de fréquence sur une très large bande, FM-UWB et l'OFDM rentrent dans cette catégorie de transmission UWB continue. Alors que pour l'UWB impulsionnel, sur la durée d'un bit, le signal est émis uniquement pendant une très faible portion du temps.

### **1.3.1.2.a - Frequency Modulation UWB : FM-UWB**

La technique FM-UWB reprend directement la technique de modulation de fréquence (FM) [2] utilisée depuis le début des télécommunications sans fil. Le principe est de réutiliser une technologie, maîtrisée et peu complexe, sur une très large bande. La règle de Carson,

$$B = 2 \times (\Delta_f + b), \quad (1.6)$$

montre que la bande de fréquence  $B$ , contenant 98 % de l'énergie du signal, dépend de la déviation de fréquence  $\Delta_f$ , et de la bande  $b$  du signal modulant. Un signal FM peut donc couvrir une très large bande si l'indice de modulation utilisé  $m$  est grand. L'indice de modulation  $m$ , est défini comme suit :

$$m = \frac{\Delta_f}{b}. \quad (1.7)$$

La technique FM-UWB [44] [45] repose dans un premier temps sur une modulation FSK (Frequency Shift Keying) suivie par une modulation FM. Cet enchaînement offre un support aux communications multi utilisateurs. FM-UWB est une solution simple, faible coût, faible consommation pour les communications à bas débit sur des portées radio de moins de 10 m. FM-UWB possède également un spectre plat ainsi qu'une excellente capacité de coexistence. Sa grande diversité fréquentielle lui confère aussi une bonne robustesse aux évanouissements causés par les multi trajets.

**1.3.1.2.b - Multi Band Orthogonal Frequency Multiplex UWB : MB-OFDM**

Le MB-OFDM UWB [46] [47] est la technique UWB la plus répandue. L'idée est d'utiliser la technique OFDM [48], qui a été éprouvée sur de nombreuses applications télécoms aussi bien filaires que radio. Sur des bandes de 528 MHz, un signal OFDM étendu est utilisé. L'OFDM est un découpage du canal en porteuses orthogonales. Une modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) est employée généralement sur les N porteuses du symbole OFDM.

L'OFDM supporte un très haut débit sur les canaux sélectifs en fréquence. Pour s'affranchir des multi trajets du canal, la communication haut débit est répartie sur N sous communications bas débits : les N porteuses d'un symbole OFDM. Ces N porteuses orthogonales fonctionnent à un rythme plus faible et occupent une bande de fréquence du canal beaucoup plus petite, sur laquelle le canal est non sélectif en fréquence. Le temps symbole de chaque sous porteuse est donc plus long, on peut s'affranchir alors via un intervalle de garde des interférences inter symbole causés par l'étalement des échos. Les porteuses sont orthogonales afin d'améliorer l'occupation du spectre et par conséquent l'efficacité spectrale comme l'illustre la figure 1.16. Certaines porteuses peuvent se trouver sur un évanouissement du canal, il est nécessaire alors de rajouter de la diversité par code afin de répartir l'information sur toutes les porteuses. Sans ce codage on perd trop de porteuse en OFDM.

Les paramètres des systèmes OFDM comme le nombre de porteuses, la durée du symbole, l'espace inter porteuse, le type de codage ou la durée de l'intervalle de garde, permettent d'ajuster le système aux besoins de l'application (débit, bande disponible) et aux contraintes du canal (étalement des échos, multi trajets, effet Doppler).

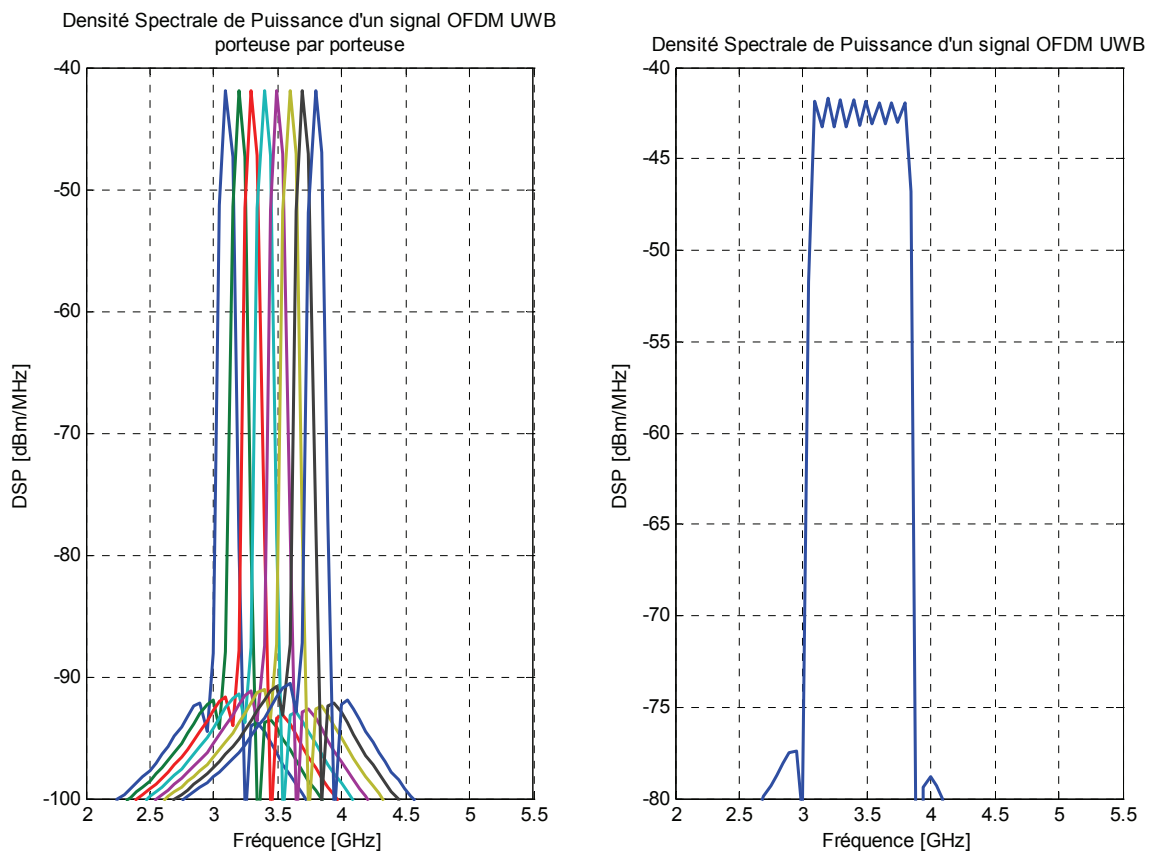


Figure 1.16 – Illustration de la division des signaux OFDM en sous porteuses, grâce à la densité spectrale de puissance d'un signal OFDM UWB à 8 porteuses. L'efficacité spectrale est améliorée par l'utilisation de porteuses orthogonales.

L'implémentation des systèmes OFDM repose en grande partie sur un traitement numérique du signal via l'utilisation d'une IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) à l'émission et d'une FFT (Fast Fourier Transform) à la réception. Ces systèmes nécessitent donc de la puissance de calcul numérique. L'absence d'égalisation facilite néanmoins ces implémentations. Une synchronisation précise est requise car elle assure l'orthogonalité des porteuses.

Le MB-OFDM permet donc d'atteindre des débits très élevés grâce à une technologie mature et dont l'implémentation est maîtrisée. L'approche multi bande permet de s'adapter aux différentes spécificités de la réglementation locales, alors que l'OFDM permet en éteignant certaines porteuses de s'adapter aux interféreurs à bande étroite. En contrepartie, le MB-OFDM UWB ne profite pas des avantages des signaux impulsionnels et des signaux à très large bande. La localisation n'est également pas une capacité intrinsèque des systèmes OFDM, notamment à cause de l'utilisation de sous porteuse sur une très faible largeur de bande. Les architectures OFDM sont plus complexes et plus gourmandes en énergie que les techniques UWB par impulsions. Les émetteurs-récepteurs MB-OFDM UWB requièrent, notamment, des têtes RF de haute linéarité, de faible bruit et de faible bruit de phase [23] [46] [49].

Le MB-OFDM UWB est utilisé dans le standard 368 de l'ECMA [10]. Il utilise 14 sous bandes de 528 MHz entre 3,1 et 10,6 GHz. 110 porteuses permettent d'atteindre un débit allant de 53,3 Mbits/s à 480 Mbits/s. Un codage en temps, fréquence et des codes FEC (Forward Error Correction) (code convolutif) sont utilisés. Le codage temps-fréquence permet de répartir l'information en temps et sur différentes sous-bandes, au maximum 3.

## 1.3.2 – L'UWB à 60 GHz

Il existe plusieurs solutions pour profiter des avantages des techniques UWB et des avantages de la bande des 60 GHz. Pour pouvoir cumuler les avantages suivants : faible consommation, bonne résolution de multi trajet, capacité de localisation, transmission avec un faible rapport cyclique, immunité aux évanouissements causés par les multi trajets, faible probabilité d'interception et de détection, faible distance de réutilisation, d'un large spectre libre et peu utilisé, de circuit peu encombrant et de la possibilité d'utiliser des antennes directives, plusieurs architectures sont possibles [22] [26] [50] [51].

L'UWB à 60 GHz est principalement un problème d'implémentation et d'architecture des émetteur-récepteurs. Les choix et les contraintes d'implémentation seront discutés plus amplement dans le chapitre 3. Les techniques UWB employés à 60 GHz sont les mêmes qu'entre 3,1 et 10,6 GHz : IR-UWB et OFDM principalement. Les standards à 60 GHz sont brièvement décrits.

### 1.3.2.1 – Les techniques discontinues par impulsions

Pour les techniques à impulsions, IR-UWB, l'utilisation de la bande à 60 GHz se fait principalement par trois approches [50]. Soit l'utilisation de générateur d'impulsion à 60 GHz comme [52], soit les architectures classiques avec étage de conversion basé sur un mélangeur, un oscillateur et une PLL (Phase Locked Loop) pour transposer l'impulsion en bande de base à 60 GHz [53], soit des implémentations particulières comme le PLO (Pulse Locked Oscillator) de [54] [55]. L'architecture directe [52], utilisant un générateur d'impulsion, est décrite par la figure 1.17.

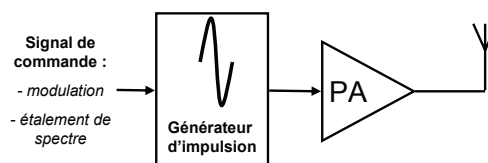


Figure 1.17– Architecture directe d'un émetteur à 60 GHz. Le point clé de cette approche est l'utilisation d'un générateur d'impulsion adaptée à la bande désirée, ici 60 GHz.

L'architecture par conversion est décrite dans la partie suivante car elle s'adapte très bien également pour les techniques UWB à transmission continue. La figure 1.18 montre la transposition d'une impulsion à 60 GHz. Cette transposition ne change pas les propriétés ainsi que les avantages et inconvénients due à la discontinuité des transmissions, cités précédemment, pour les techniques IR-UWB. Seule l'implémentation est impactée par l'utilisation d'un étage de transposition.



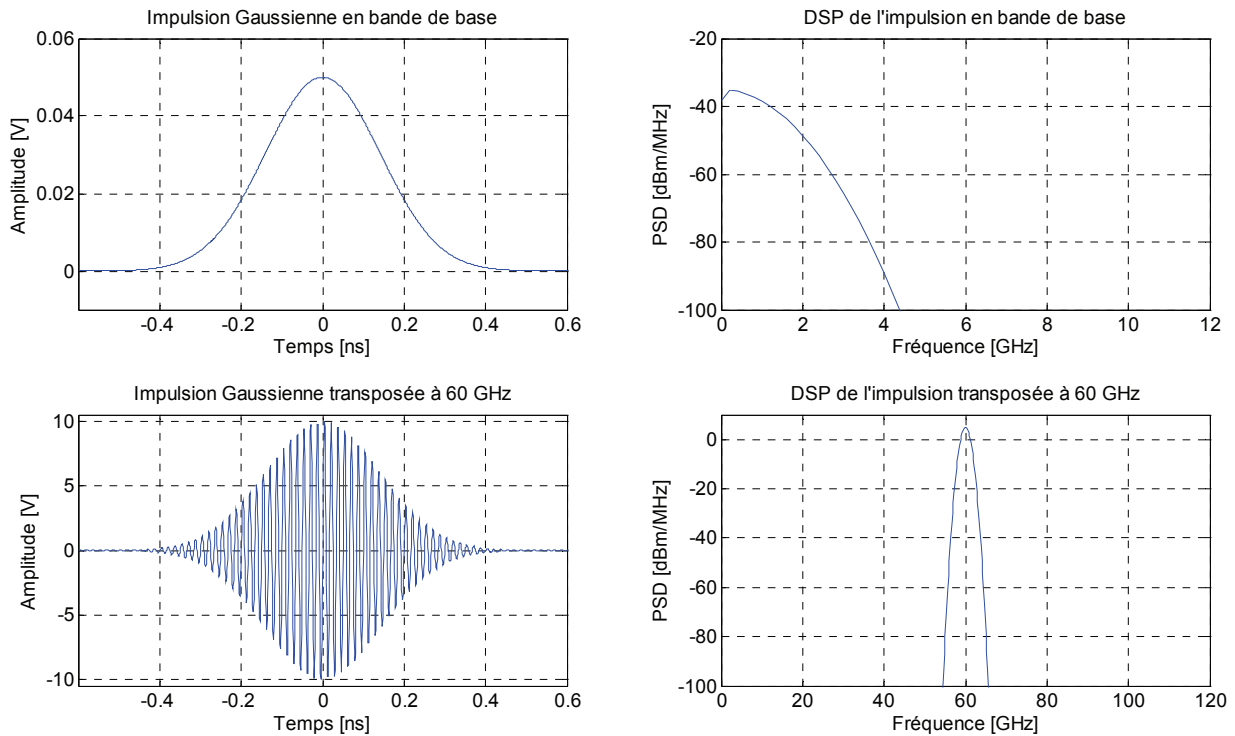


Figure 1.18 – Représentations spectrales et temporelles de la transposition d'une impulsion Gaussienne à 60 GHz grâce à un étage de conversion et une porteuse sinusoïdale à 60 GHz.

### 1.3.2.2 – Les techniques continues sur porteuses

Pour utiliser les signaux UWB à transmissions continues à 60 GHz l'approche par conversion est le plus souvent choisie. En effet, l'utilisation de cette architecture décrite par la figure 1.19 permet de transposer à 60 GHz n'importe quel signal en bande de base. Comme énoncé précédemment cette approche est aussi applicable pour les techniques UWB par impulsion.

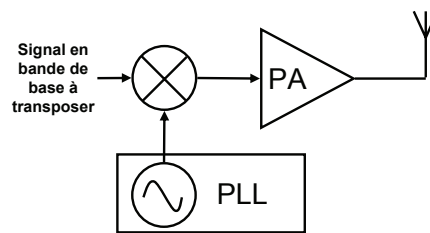


Figure 1.19 – Architecture par conversion d'un émetteur à 60 GHz. Le point clé de cette approche est l'utilisation d'un étage de conversion à 60 GHz contenant une PLL, un oscillateur local, un mélangeur et un amplificateur de puissance (PA – Power Amplifier).

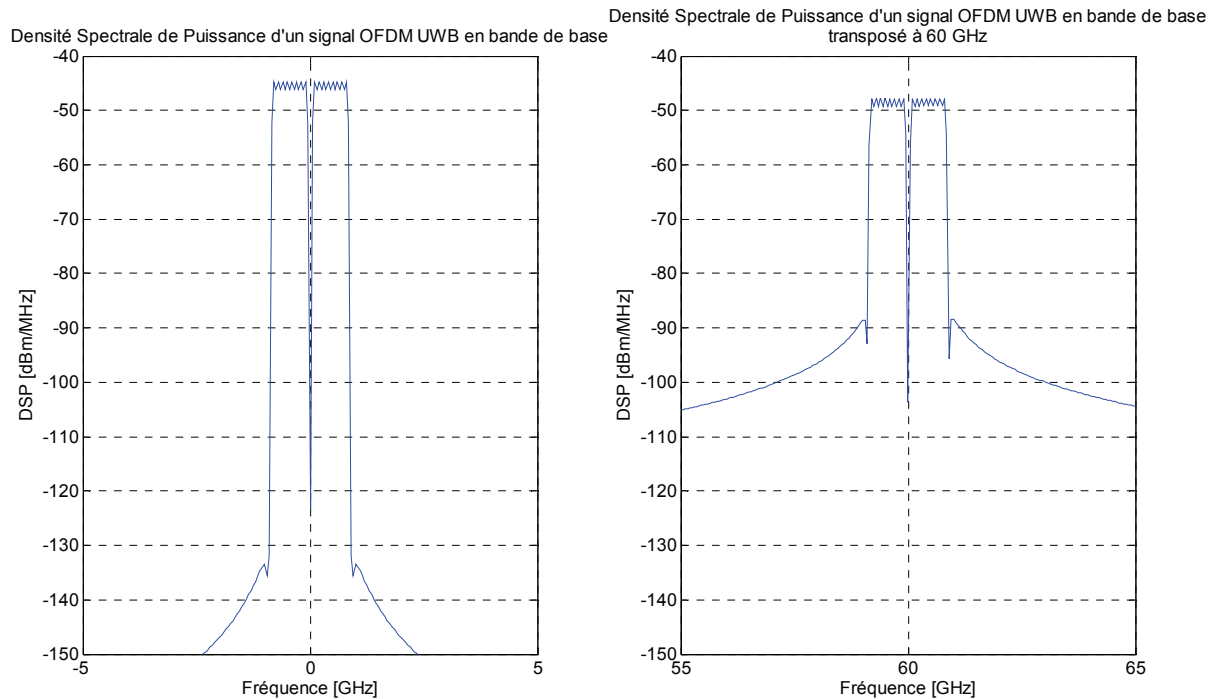


Figure 1.20 – Exemple d'un signal UWB OFDM transposé à 60 GHz via un étage de conversion contenant une PLL, un oscillateur local, un mélangeur et un amplificateur de puissance (PA – Power Amplifier).

La figure 1.20 donne un exemple de spectre d'un signal OFDM UWB transposé à 60 GHz. Cette technique est utilisée dans le standard ECMA 387 à 60 GHz [11]. Ce dernier spécifie l'utilisation de deux techniques de transmissions très proches l'une de l'autre l'OFDM et le SCBT (Single Carrier Block Transmission) [56]. En général, le spectre utilisé est découpé en quatre canaux de 2,160 GHz, ces deux techniques multi porteuses sont donc des approches UWB. Ce standard permet d'atteindre des débits allant jusqu'à 7 Gbits/s sur des portées radio inférieures ou égales à 10 m. La couche physique SCBT est très proche de la technique OFDM. Cette technique multi porteuses compense certains points faibles de l'OFDM comme son besoin d'utiliser des codes puissants ou sa forte PAPR (Peak to Average Power Ratio) [57]. L'ECMA-387 spécifie également l'utilisation d'antennes directives intelligentes. En 2008, il était le premier standard pour les communications radio à courte portée à 60 GHz

L'OFDM UWB est également mis en œuvre par le standard WirelessHD depuis 2009 [13] sur des bandes de 1,76 GHz de largeur. Le WirelessHD propose de dynamiquement adapter le diagramme de rayonnement de l'antenne pour focaliser l'émetteur vers le récepteur et donc profiter d'un canal radio plus performant. L'UWB OFDM utilisé ici opère sur 512 porteuses. Avec des modulations QPSK ou QAM, on peut atteindre des débits de plus de 3 Gbits/s. Là encore le signal OFDM est d'abord généré en bande de base avant d'être transposé à 60 GHz avec un étage de conversion.

Le troisième standard à 60 GHz est celui de l'IEEE. Le standard IEEE 802.15.3c est paru en 2009 [12]. Il recommande pour atteindre des débits de plus de 5 Gbits/s d'utiliser de l'OFDM UWB sur des canaux de 2,160 GHz avec des modulations comme la BPSK, la QPSK, ou la QAM. Ce standard spécifie également l'utilisation d'antenne intelligente adaptative pour améliorer le canal et donc les performances du système de communication.

## 1.4 – Conclusion : quelle technologie UWB pour les réseaux de microsystemes communicants ?

Ce premier chapitre a présenté les technologies UWB de façon générale en présentant leur origine, leur histoire, leur définition, la réglementation associée et les techniques possibles pour l'émission de signaux UWB ainsi que les standards les utilisant aussi bien entre 3,1-10,6 GHz qu'à 60 GHz.

Ce chapitre éclaire les capacités et les spécificités d'UWB. La figure 1.21 compare les technologies radio UWB avec les techniques classiques comme le WiFi, le Bluetooth, le ZigBee, le WiMax et les technologies de la téléphonie cellulaire. UWB propose des systèmes de communications capables d'atteindre des débits très élevés, une faible consommation, une portée radio de quelques dizaines de mètres, des circuits peu encombrants et peu coûteux. En fonction de la technique UWB choisie, on peut accentuer ou relâcher ces points forts. En effet, l'UWB possède une grande flexibilité de performances sur les critères suivants : consommation, coût, complexité, encombrement, débit, portée radio.

Le MB-OFDM UWB et l'IR-UWB semblent être les techniques les plus performantes. Le MB-OFDM UWB est orienté vers des solutions un peu plus complexes, coûteuses, encombrantes, et gourmandes en énergie que les solutions UWB par impulsions. L'IR-UWB possède également une excellente résolution temporelle lui permettant de prétendre à une capacité de localisation efficace et précise. L'IR-UWB dans sa version multi bandes propose des débits de l'ordre de ceux du MB-OFDM [58] [59].

Le MB-OFDM UWB nécessite une tête RF avec une excellente linéarité et un faible niveau de bruit de phase. Le convertisseur analogique numérique (CAN) utilisé requiert plus de bits mais une fréquence d'échantillonnage plus faible que pour l'IR-UWB. Le traitement du signal est plus complexe en OFDM, une IFFT et une FFT sont requises. L'aspect discontinu et le faible rapport cyclique des communications IR-UWB, lui confère un meilleur support multi utilisateurs et une consommation plus faible, que le MB-OFDM. Des émetteurs-récepteurs IR-UWB dont le débit se situe entre 100 et 750 Mbits/s consomment entre 1,2 mW et 33,8 mW [60] [61] [62] [63] [64]. Pour des émetteurs-récepteurs MB-OFDM entre 110 et 480 Mbits/s la consommation va de 250 à 500 mW [47] [65].

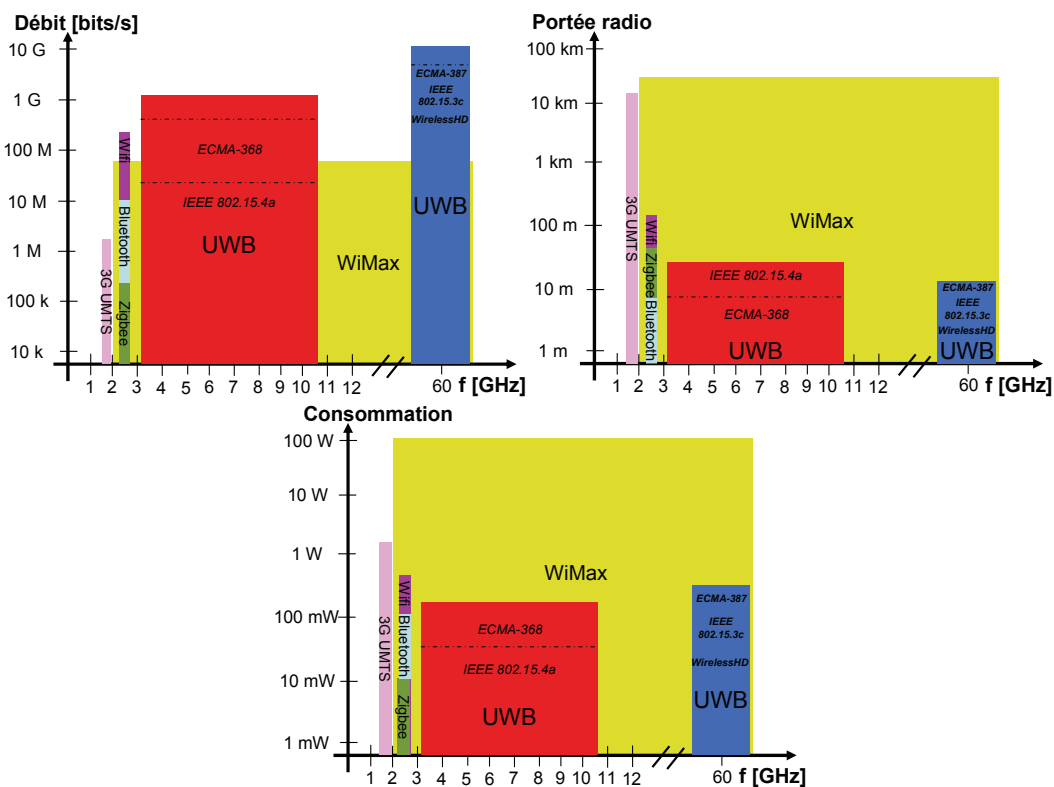


Figure 1.21 – Comparaison sur les critères de débit, portée radio et consommation, des standards et technologies sans fil.

---

Ce chapitre nous permet, en plus de présenter les avantages intrinsèques de l'utilisation de signaux à large bande, de distinguer la technique UWB la plus appropriée pour notre contexte d'étude les réseaux de microsystemes communicants : l'IR-UWB. L'IR-UWB, dans sa version mono bande ou multi bande, répond aux contraintes des réseaux de microsystemes communicants : faible consommation, faible encombrement, faible coût, simplicité, capacité de localisation et d'adaptabilité. L'adaptabilité ou reconfigurabilité, et le support d'un débit élevé sont requis pour supporter la grande diversité des exigences des applications de réseaux de microsystemes communicants et des réseaux de capteurs sans fil. Les solutions reconfigurables IR-UWB et MB-IR-UWB semblent donc prometteuses pour notre contexte d'applications. Les prochains chapitres du manuscrit sont dédiés à la validation de cette solution basée sur l'IR-UWB et ses dérivées. Nous présenterons les modèles mathématiques associées à cette technologie par impulsions dans le chapitre 2. Les chapitres suivants démontreront comment dimensionner et optimiser l'architecture et l'implémentation d'un émetteur-récepteur IR-UWB reconfigurable adapté aux réseaux de microsystemes communicants.

---

# Chapitre 2 : Les communications UWB par impulsion (IR-UWB).

---

<b>2.1 – Introduction .....</b>	<b>29</b>
<b>2.2 – Le canal de transmission UWB .....</b>	<b>30</b>
2.2.1 – Généralité sur la propagation .....	30
2.2.2 – Modélisation du canal UWB .....	38
2.2.3 – Conclusion sur le canal radio UWB et la modélisation .....	50
<b>2.3 – Modèles de signaux UWB par impulsion .....</b>	<b>51</b>
2.3.1 – Train d’impulsions .....	51
2.3.2 – Modulation d’impulsions .....	51
2.3.3 – Étalement de spectre.....	55
<b>2.4 – Les solutions de récepteurs UWB par impulsion.....</b>	<b>56</b>
2.4.1 – Récepteurs cohérents.....	56
2.4.2 – Récepteurs différentiellement cohérents .....	58
2.4.3 – Récepteurs non cohérents.....	59
2.4.4 – Conclusion sur les récepteurs IR-UWB .....	60
<b>2.5 - Conclusion.....</b>	<b>62</b>

---

## 2.1 – Introduction

Le chapitre 1 nous a montré que les spécificités d'IR-UWB, comme l'utilisation de très courtes impulsions couvrant une large bande, lui confèrent une excellente aptitude pour répondre aux besoins des réseaux de microsystemes communicants. Une analyse plus rigoureuse est cependant nécessaire pour déterminer parmi les solutions IR-UWB quelle est la technique IR-UWB la plus adaptée pour les contraintes des réseaux de microsystemes communicants : faible coût, faible consommation, simplicité, reconfigurabilité, haut débit et encombrement réduit. Ce chapitre présente les modèles de descriptions mathématiques des signaux à impulsions véhiculant de l'information, ainsi que les techniques de réception et le canal radio UWB. Il est dédié à la présentation détaillée de la technique IR-UWB. Le cadre mathématique nécessaire à la réalisation de transmission UWB par impulsion, ou UWB impulsionnel (IR-UWB) est présenté dans ce chapitre. Les modèles de signaux décrivant les transmissions IR-UWB en fonction du type de modulation et de la technique d'étalement de spectre ainsi que les techniques de réceptions associées sont introduits. Les techniques de réception seront comparées pour déterminer les solutions viables pour le contexte des réseaux de microsystemes communicants. Le canal de propagation radio pour les signaux UWB est un élément prépondérant à étudier car il impacte directement les techniques d'émission et de réception (cohérente, non cohérente, différentielle) possibles et leur performances. En effet, afin de concevoir des systèmes de communications IR-UWB il est nécessaire de connaître les spécificités du canal pour compenser ou éviter ses défauts, et tirer partie de ses avantages. Les conditions de propagation entre l'émetteur et le récepteur sont déterminantes pour les performances de la liaison et le dimensionnement des émetteurs-récepteurs. Le canal UWB doit faire l'objet d'une étude spécifique car sa nature ultra large bande le différencie des canaux classiques (à bande étroite). Les généralités sur le canal de transmission et le canal de propagation des systèmes UWB ainsi que les phénomènes de propagation des impulsions sont décrits. Les différentes techniques de modélisation du canal sont présentées. Les modèles de canaux UWB sont introduits aussi bien à 60 GHz qu'entre 3,1 et 10,6 GHz. L'impact des antennes sur le canal est également étudié. Le chapitre 2 introduit l'ensemble du cadre mathématique associé aux transmissions IR-UWB : canal UWB, émetteurs et récepteurs à impulsion.

## 2.2 – Le canal de transmission UWB

Le canal radio fait l'interface entre l'émetteur et le récepteur. Il est le support de transmission des ondes électromagnétiques émises par l'antenne de l'émetteur à destination de l'antenne de réception. On différencie le canal de propagation du canal de transmission. Comme le montre la figure 2.1, le canal de propagation prend en compte les modifications sur les ondes électromagnétiques lors de la propagation, alors que le canal de transmission tient compte également des antennes et de leur diagramme de rayonnement.

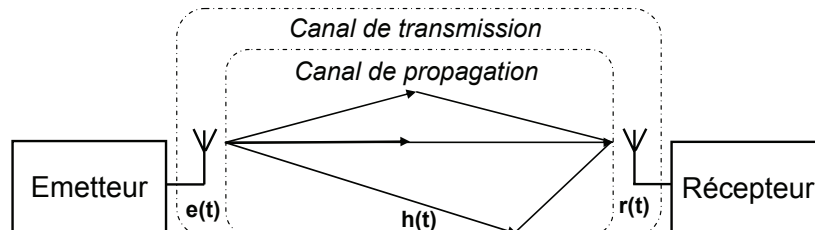


Figure 2.1 – Différenciation entre le canal de transmission et le canal de propagation.

L'étude approfondie du canal UWB est indispensable à la conception, au dimensionnement et à l'implémentation du système de communications UWB.

### 2.2.1 – Généralité sur la propagation

A partir du cas idéal de propagation en espace libre et des canaux radio mobiles à trajets multiples, nous montrerons les spécificités des canaux à large bande et les notions permettant de les caractériser. Les pertes par propagation et celles causées par les multi trajets sont introduites. La notion de sélectivité en fréquence et en temps est présentée pour les canaux mobiles à trajets multiples. Ces concepts sont indispensables avant d'étudier précisément le canal UWB.

#### 2.2.1.1 – Propagation en espace libre

La propagation en espace libre constitue le cas idéal pour une transmission. En effet, aucun obstacle ne bloque la propagation de l'onde entre l'émetteur et le récepteur. La propagation se fait via un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur comme l'illustre la figure 2.2. La propagation entraîne une diminution de la puissance reçue en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Plus la distance est importante, plus l'atténuation est grande. L'atténuation dépend également de la fréquence (et donc de la longueur d'onde) de l'onde électromagnétique émise.

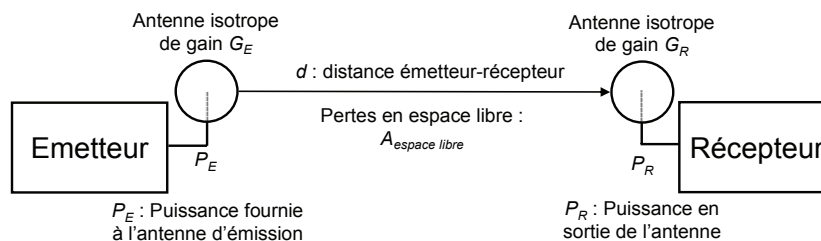


Figure 2.2 – Illustration de la propagation en espace libre et de grandeurs importantes pour l'évaluation de l'atténuation.

La formule de Friis régit cette atténuation du signal pour une propagation en espace libre en champ lointain [66]. La notion de champ lointain est définie par la distance  $d$  entre l'émetteur et le récepteur qui doit être supérieure à la distance de Fraunhofer  $d_F$  [66]. L'équation (2.1) présente la relation nécessaire entre  $d$  et  $d_F$  pour pouvoir appliquer la formule de Friis :

$$d \geq d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.1)$$

avec  $D$  la plus grande dimension géométrique de l'antenne et  $\lambda$  la longueur d'onde du signal émis.

En considérant  $P_E$  et  $G_E$ , respectivement, la puissance fournie à l'antenne d'émission et son gain dans la direction considérée, ainsi que  $P_R$  et  $G_R$  leurs équivalents en réception,  $c$  la vitesse de propagation et  $f$  la fréquence de l'onde, on peut exprimer les pertes de propagation (ou *path loss*) en espace libre  $A_{\text{espace libre}}$  comme suit :

$$A_{\text{espace libre}} = \left( \frac{c}{4\pi fd} \right)^2 \quad (2.2)$$

et la puissance reçue ainsi :

$$P_R = P_E G_E G_R A_{\text{espace libre}} = P_E G_E G_R \left( \frac{c}{4\pi fd} \right)^2. \quad (2.3)$$

L'équation (2.3) est valable uniquement pour ce cas théorique et en considérant une propagation idéale. Elle ne prend pas en compte par exemple les pertes par dépolarisation ou atmosphériques. Cette situation où seul le trajet direct est pris en compte n'est pas utilisable dans les cas réalistes de propagation. On notera que plus la fréquence du signal émis est élevée plus l'atténuation est forte.

## 2.2.1.2 – Propagation par trajets multiples

### 2.2.1.2.a – Introduction à la propagation par trajets multiples

En pratique, la propagation des ondes entre l'émetteur et le récepteur est impactée par leurs environnements. La présence d'obstacles et de murs va influencer la propagation du signal. Elle n'est plus mono trajet mais multi trajets. Il existe donc une multitude de trajets pour le signal émis entre l'émetteur et le récepteur. Les trajets ont une longueur différente et sont affectés tout au long de leurs parcours par les éléments qu'ils rencontrent. Le signal perçu par l'antenne de réception correspond à la somme des multi trajets. En fonction de leur parcours, les ondes électromagnétiques issues des multi trajets sont retardées, déphasées, et atténuées. La figure 2.3 illustre la propagation par trajets multiples et met en évidence l'impact des obstacles sur les multi trajets.

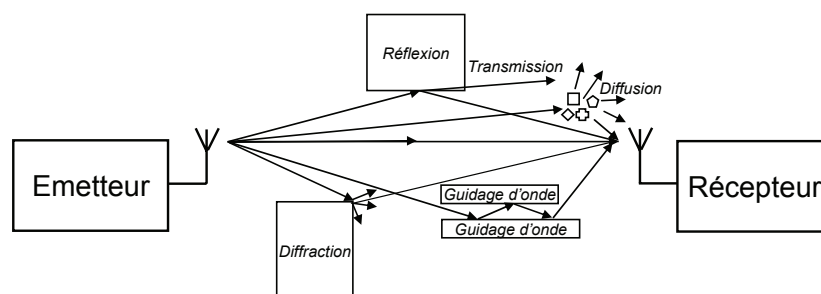


Figure 2.3 – Propagation par trajets multiples et les phénomènes de propagations associés : réflexion, transmission, diffusion, diffraction, et guidage d'onde.

Cinq types de propagations sont recensés : la transmission, la réflexion, la diffraction, la diffusion et le guidage d'onde. La transmission de l'onde à travers un obstacle suit une loi proche de la loi optique de Descartes. En fonction du milieu, une partie de l'onde traverse l'obstacle et une autre partie est réfléchi. La dimension de l'obstacle au regard de la longueur d'onde va déterminer si la transmission est faisable. Il y aura uniquement réflexion si la longueur d'onde est bien plus petite que la dimension de l'obstacle. En



fonction de la surface de l'obstacle la réflexion peut être spéculaire ou diffuse. Une inversion de phase de 180° est également possible lors d'une réflexion. La diffraction de l'onde incidente apparaît en cas de rencontre de celle-ci avec une discontinuité : une arête, ou un coin. Dans ce cas l'énergie est répartie spatialement autour de l'élément diffractant. La diffusion d'une onde électromagnétique se produit quand elle rencontre un ensemble d'éléments petits par rapport à la longueur d'onde. L'onde résultante d'une diffraction est redirigée dans toutes les directions autour du groupe d'obstacles. Le phénomène de guidage d'onde intervient lorsque la propagation est confinée entre deux obstacles (deux murs d'un couloir par exemple). Les réflexions successives provoquent une direction globale de propagation des ondes qui suit la direction de guidage.

On distingue deux configurations de propagation par trajets multiples : LOS (Line of Sight) et NLOS (Non Line of Sight). Dans la configuration LOS, le trajet direct entre l'émetteur et le récepteur n'est pas bloqué, ce n'est pas le cas pour la configuration NLOS. La propagation par trajet multiple permet donc d'assurer une couverture plus robuste que pour une propagation en espace libre. La figure 2.4 illustre ces deux configurations LOS et NLOS.

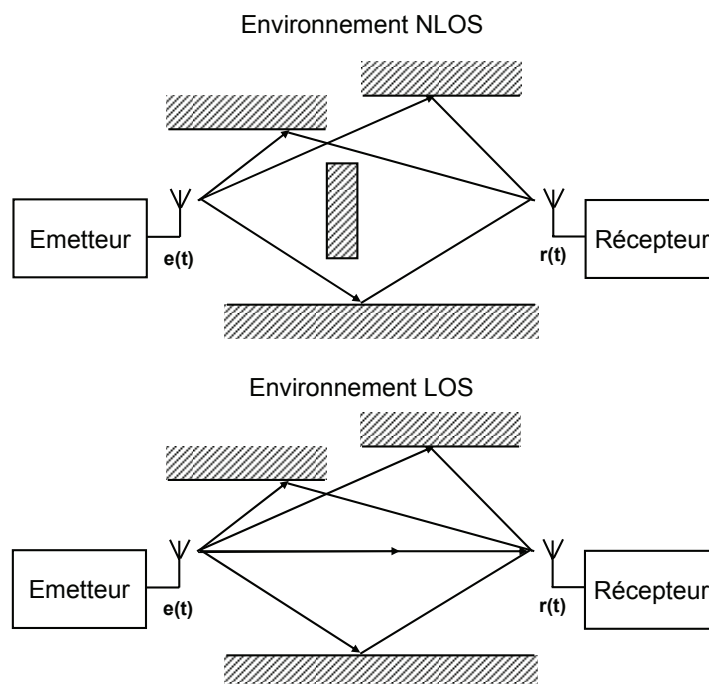


Figure 2.4 – Environnement de propagation LOS (Line of Sight) et NLOS (Non Line of Sight).

### **2.2.1.2.b – Les pertes de propagation, ou path loss**

Le *large-scale fading* ou effets de variation à grande échelle, comportent deux éléments : les pertes de propagation et l'effet de *shadowing*. Dans le cas d'un environnement à trajets multiples, les pertes de propagation (*path loss*) ne suivent plus la formule de perte de propagation en espace libre de Friis. En effet, pour une propagation par trajets multiples la puissance du signal reçu est la somme de la puissance contenu dans chaque trajet. On modélise le *path loss* via une approche statistique pour tenir compte des multi trajets et de la configuration du canal (obstacles et leurs natures, distance, NLOS/LOS). On tient également compte du phénomène de *shadowing* qui prend en compte le fait que pour un même canal et une même distance émetteur-récepteur la perte de propagation n'est pas forcément la même. L'équation (2.4) modélise le *path loss* pour un environnement à multi trajet par l'approche du *path loss exponent* :

$$PL = PL_0 + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + S_{dB}, \quad (2.4)$$

où  $d$  représente la distance émetteur-récepteur,  $PL_0$  le path loss à la distance de référence  $d_0$ , généralement un mètre,  $n$  le coefficient de propagation et  $S_{dB}$  est une variable aléatoire représentant l'impact du *shadowing*. Le coefficient de propagation  $n$  sera plus élevé pour un environnement NLOS que LOS.

### 2.2.1.2.c – Les multi trajets sources de small-scale fading

La présence de trajets multiples peut induire une variation de la puissance du signal perçu par l'antenne de réception, en fonction de l'environnement de propagation, des obstacles rencontrés, de la longueur d'onde du signal et de la distance émetteur-récepteur. Les multi trajets impactent la puissance du signal reçu pour de petite variation (par rapport à la longueur d'onde) de position du couple émetteur-récepteur. Les multi trajets se retrouvent également sous la dénomination *small-scale fading* ou variation du canal à petite échelle.

En sommant les différents multi trajets deux types d'interférences sont possibles : soit constructives, soit destructives (évanouissements ou trou de *fading*). La phase induite par les obstacles rencontrés et le retard dû à la propagation vont définir si l'interférence entre les multi trajets est destructive ou constructive. Ces recombinaisons entre multi trajets peuvent conduire à une variation de l'énergie reçue. Si la recombinaison est constructive, alors l'énergie reçue est accrue. Si la recombinaison est destructive, on observe une perte de signal en réception où trou de *fading*.

Dans le cas d'une propagation via trois trajets, illustrée par la figure 2.5, on observe des évanouissements dans la puissance du signal. L'exemple décrit dans la figure 2.5 propose de visualiser l'émission d'une impulsion de puissance  $P_E$  via trois trajets distincts véhiculant chacun une impulsion de puissance  $P_E$  divisée par trois. Deux cas sont présentés en fonction de la longueur des deux trajets réfléchis. Le troisième trajet est le trajet direct. La figure 2.5 met en avant un exemple d'interférence destructive, où deux trajets réfléchis ont un temps de parcours proche, ce qui mène à une perte de puissance dans le signal reçu. C'est le phénomène d'évanouissement ou trou de *fading*. Pour une question de simplicité, les pertes par propagation, fonction de la distance, ne sont pas prise en compte dans cet exemple.

La figure 2.6 illustre ce phénomène d'interférence destructive et constructive, causé par la propagation multiple (ici deux trajets), pour le cas d'une transmission continue sur porteuse.

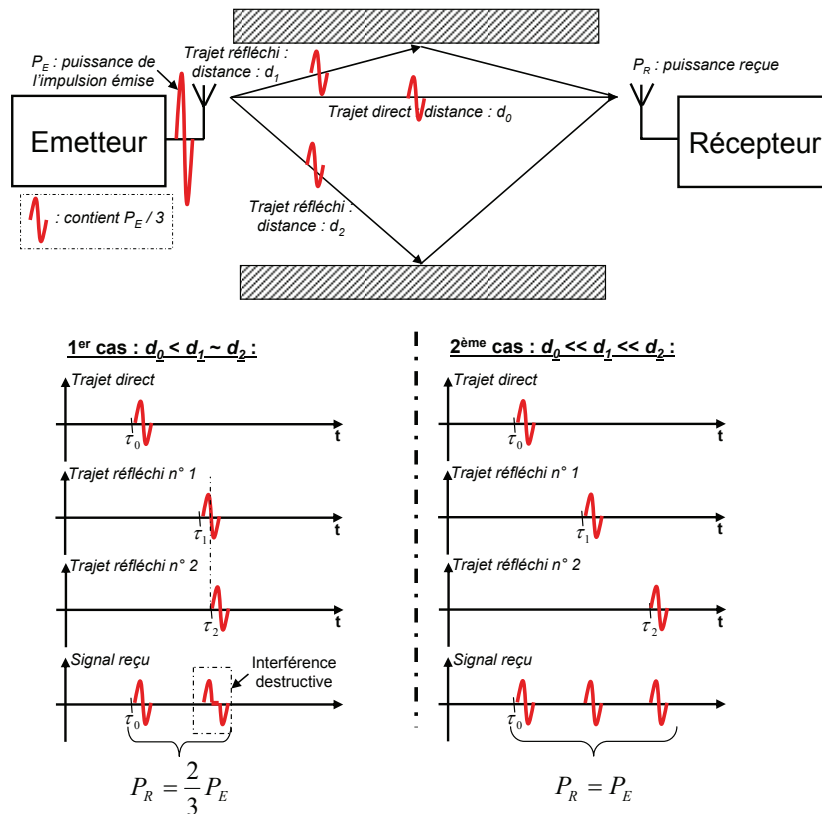


Figure 2.5 – Illustration d'interférence destructive ou évanouissement lors d'une propagation par trajets multiples pour une technique à impulsion. Sans considérer les pertes par propagation, on constate que dans certain cas une perte de puissance est due à la recombinaison destructive de deux trajets distincts.

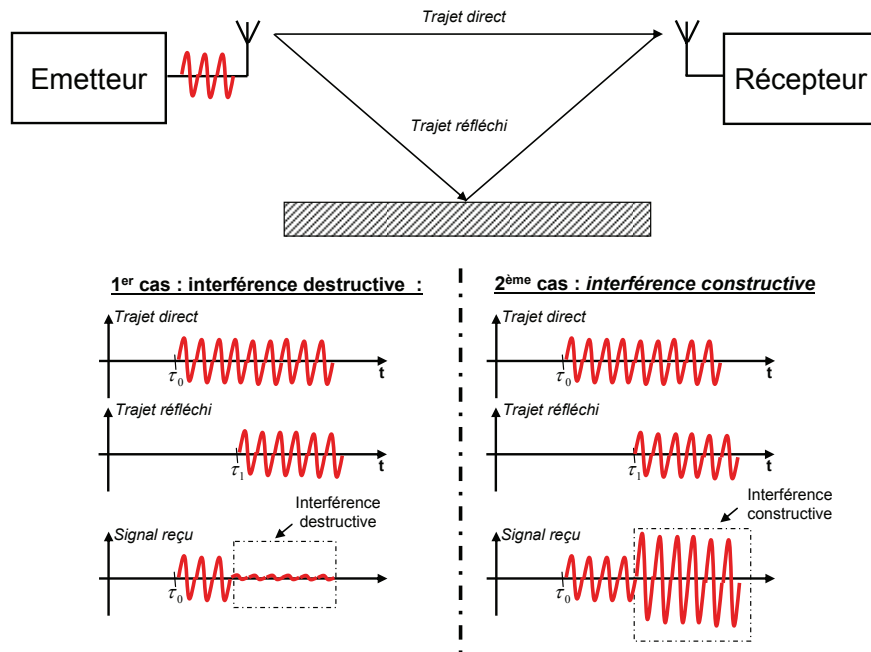


Figure 2.6 – Illustration d’interférence destructive ou évanouissement lors d’une propagation par trajets multiples pour une technique de transmission continue. Deux cas sont possibles en fonction du déphasage apporté par chaque trajet soit une forte dégradation de la puissance du signal reçue soit une amélioration.

En fonction de la fréquence du signal émis et de sa bande, la propagation (transmission, réflexion, diffusion, et diffraction) évolue et donc la présence d’évanouissement change aussi. Ainsi en fonction de la fréquence, la réponse du canal n’est pas constante. La propagation par multi trajets n’assure donc pas une réponse constante du canal, ni en fréquence, ni en temps si le canal est mobile.

La nature du signal émis : impulsionnel ou continu, influe sur la robustesse aux évanouissements (*fading*) causés par les multi trajets [67]. Un système de communication par impulsion est beaucoup moins sensible au *fading* qu’un système utilisant un signal continu [40] [68].

### 2.2.1.2.d – Description mathématique d’un canal radio mobile à multi trajets

Soit  $e(t)$  le signal émis et  $r(t)$  le signal reçu suite à une propagation par  $i$  trajets d’amplitude  $A_i$  et retardés par  $\tau_i$  de façons distinctes. Comme le montre la figure 2.7, on peut exprimer le signal reçu  $r(t)$ , pour  $i = 2$  trajets, comme suit :

$$r(t) = A_1 e(t - \tau_1) + A_2 e(t - \tau_2). \quad (2.5)$$

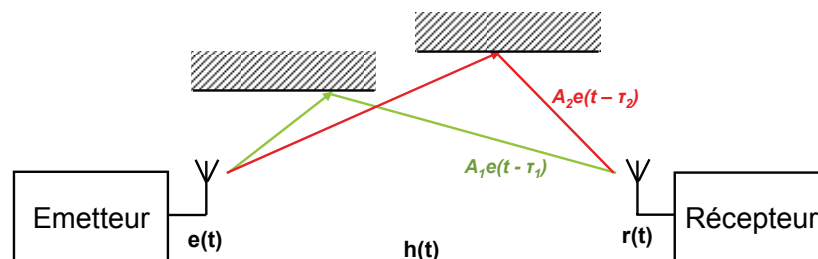


Figure 2.7 – Exemple d’un cas de propagation via deux trajets atténués par  $A_1$  et  $A_2$  et retardés par  $\tau_1$  et  $\tau_2$ .

Cet exemple ne prend pas en compte de modification dans la phase des trajets multiples reçus. Le signal reçu s’obtient par le produit de convolution entre le signal émis et la réponse impulsionnelle du canal  $h(t)$  :

$$r(t) = e(t) * h(t). \quad (2.6)$$

où \* représente le produit de convolution.

Avec les équations (2.5) et (2.6), on obtient l'expression de la réponse impulsionnelle du canal suivant :

$$h(t) = A_1 \delta(t - \tau_1) + A_2 \delta(t - \tau_2). \quad (2.7)$$

Considérons le cas de propagation mono trajet où  $A_2$  est égale à 0. On obtient alors la réponse impulsionnelle du canal suivante :

$$h(t) = A_1 \delta(t - \tau_1), \quad (2.8)$$

et le module de sa fonction de transfert en fréquence  $H(f)$  :

$$|H(f)| = A_1. \quad (2.9)$$

La réponse du canal est donc constante et plate quelle que soit la fréquence pour une propagation mono trajet.

Pour notre cas à deux trajets, en considérant que les amplitudes  $A_1$  et  $A_2$  sont égales à  $A$  et que le retard  $\tau_2$  est supérieur à  $\tau_1$ , on peut obtenir, en appliquant la transformée de Fourier à (2.7), le module de la fonction de transfert du canal :

$$|H(f)| = |2A \cos(\pi f \Delta \tau)|, \quad (2.10)$$

avec  $\Delta \tau = \tau_2 - \tau_1$ , la différence entre les retards des deux trajets aussi appelée : étalement des échos. La figure 2.8 présente le module de la fonction de transfert en fréquence pour les scénarii avec un et deux trajets et  $A = 1$ . On constate que la réponse en fréquence n'est plus plate et constante, mais qu'elle varie pour les canaux à trajets multiples. Plus  $\Delta \tau$  est grand plus les variations de la réponse du canal sont rapides.

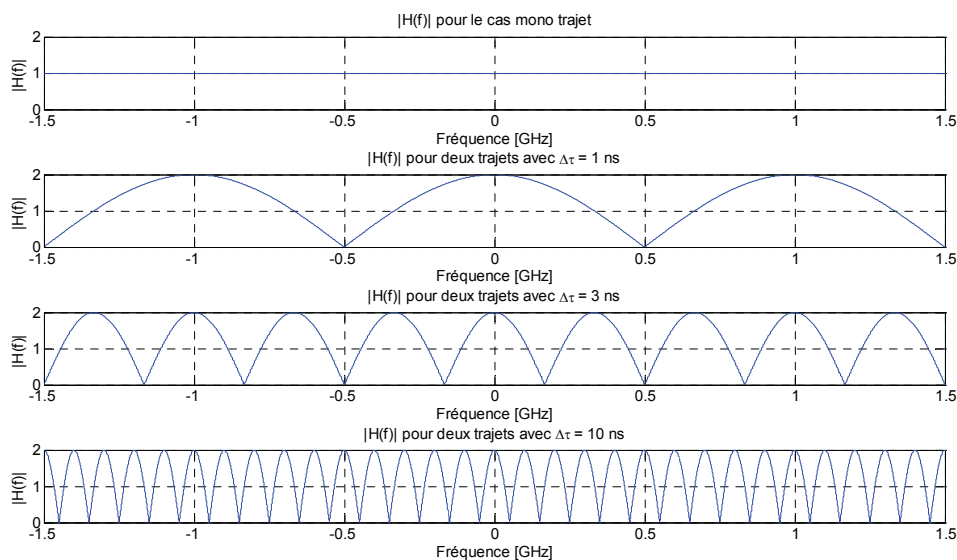


Figure 2.8 – Représentation du module de la fonction de transfert en fréquence de notre exemple illustrant l'impact de la propagation par trajets multiples. Un canal mono trajet a une réponse plate en fréquence alors que le canal avec deux trajets n'est pas constant par rapport à la fréquence.

La bande de cohérence du canal  $(\Delta B)_c$  est l'intervalle de fréquence sur lequel le canal est à peu près constant. Cette bande est liée à l'étalement des échos. En fonction du rapport entre la bande du signal émis et la bande de cohérence du canal, le canal aura un comportement sélectif ou non sélectif en fréquence. La bande de cohérence est liée à l'inverse de l'étalement des échos comme l'illustre la figure 2.8.

Un canal radio mobile n'est pas stationnaire, sa réponse fluctue dans le temps. Le temps de cohérence du canal  $(\Delta t)_c$  est le temps pendant lequel il est constant. Il dépend de la vitesse de déplacement de l'émetteur et/ou du récepteur ainsi que de la fréquence centrale du signal. Cette caractéristique non stationnaire du canal est intéressante car elle permet d'éviter que la communication reste dans un évanouissement (trou de *fading*). A l'inverse, une variation très rapide du canal rend la communication plus difficile.

**2.2.1.2.e – Canal non sélectif en fréquence**

Le canal est non sélectif en fréquence si la bande du signal est inférieure à la bande de cohérence du canal. La réponse du canal sur la bande du signal peut être soit constructive soit destructive (évanouissement ou trou de *fading*) comme le montre la figure 2.9.

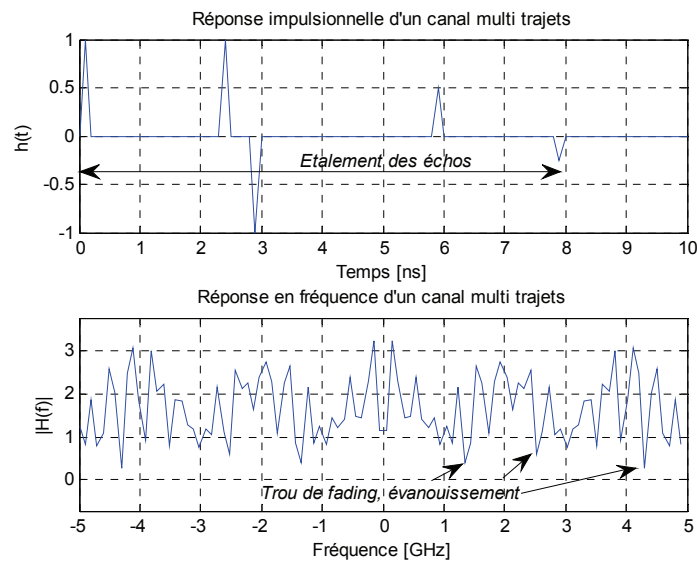


Figure 2.9 – Illustration des trous de fading ou évanouissements présents dans la réponse en fréquence d'un canal à trajets multiples. La réponse en fréquence du canal contient des portions de fréquences avec des amplifications ou atténuations différentes (interférences destructives ou constructives).

Un canal non sélectif en fréquence peut être modélisé par un processus multiplicatif [69]. En effet, sur la bande considérée pour la transmission qui est inférieure à la bande de cohérence du canal, l'atténuation et la phase du canal sont constantes quelle que soit la composante fréquentielle du signal émis. On peut, en utilisant la représentation par enveloppe complexe en bande de base de  $H(f,t) : H(0,t)$ , exprimer  $r(t)$  par un produit entre la réponse du canal et le signal émis :

$$r(t) = H(0,t)e(t). \tag{2.11}$$

$H(0,t)$  est modélisé par un processus qui suit soit une loi de Rayleigh, soit une loi de Rice. Par extension on utilise la dénomination : canal de Rice et canal de Rayleigh [69] pour la modélisation de canaux non sélectifs en fréquence. Le canal de Rayleigh est utilisé pour les environnements de propagation sans trajet direct (NLOS) alors que le canal de Rice, qui prend en compte la présence d'un trajet direct dominant (LOS). [69], montre que pour un canal de Rayleigh, le taux d'erreur binaire diminue avec l'inverse du rapport signal à bruit. Plus le rapport signal à bruit augmente, plus le nombre d'erreurs est faible. Avec une diversité  $L$ , le taux d'erreur est inversement proportionnel au rapport signal à bruit élevé à la puissance  $L$ . Plus le niveau de diversité est grand, plus la liaison est robuste. La diversité consiste à récupérer au niveau du récepteur  $L$  répliques affectées d'évanouissements indépendants. On aura donc  $L$  canaux différents ce qui explique l'amélioration des performances (diminution du taux d'erreur binaire).

### 2.2.1.2.c – Canal sélectif en fréquence

Un canal est sélectif en fréquence si le signal émis occupe une largeur de bande supérieure à la bande de cohérence du canal. Le canal se comporte alors comme une ligne à retard de  $L$  canaux indépendants et non sélectifs en fréquence, comme l'illustre la figure 2.10.  $L$  est défini comme le rapport entre la bande du signal  $B$  et la bande de cohérence du canal  $(\Delta B)_c$  :

$$L = \text{int}\left(\frac{B}{(\Delta B)_c}\right), \quad (2.12)$$

avec  $\text{int}(\cdot)$  la partie entière.

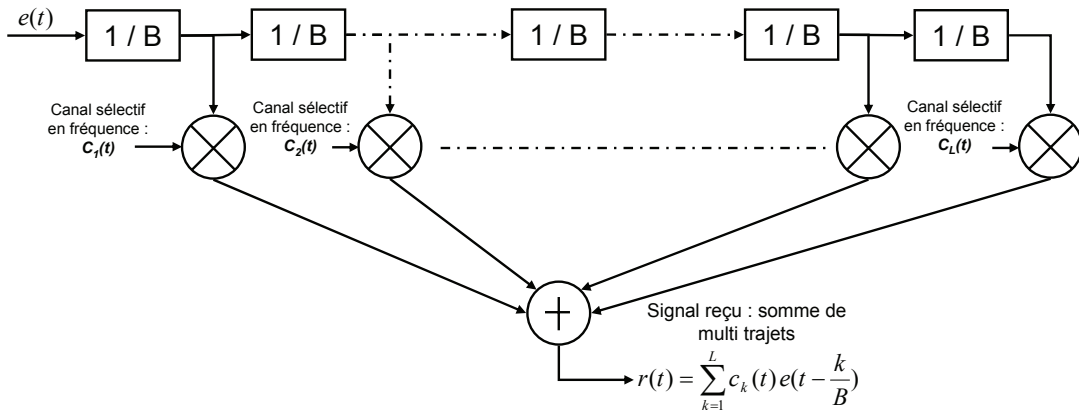


Figure 2.10 – Modélisation d'un canal sélectif en fréquence par un ensemble de canaux non sélectifs en fréquence modélisé par un processus multiplicatif. Le canal sélectif en fréquence est la somme de l'ensemble des multi trajets issus de  $L$  canaux non sélectif en fréquence.

Un canal sélectif en fréquence est modélisé par un ensemble de canaux non sélectifs en fréquence retardé de  $1/B$ . Chaque canal non sélectif en fréquence peut être modélisé par un canal de Rice ou Rayleigh. Le signal reçu correspond à une somme de multi trajets affectés par des évanouissements indépendants. On a donc un canal avec  $L$  multi trajets offrant de la diversité. Le récepteur optimal doit donc être capable de différencier et récupérer ces trajets multiples pour obtenir de la diversité et donc améliorer le taux d'erreur binaire de la liaison. La figure 2.11 illustre un canal sélectif en fréquence en comparaison avec un canal non sélectif en fréquence pour un signal avec une bande de 100 MHz.

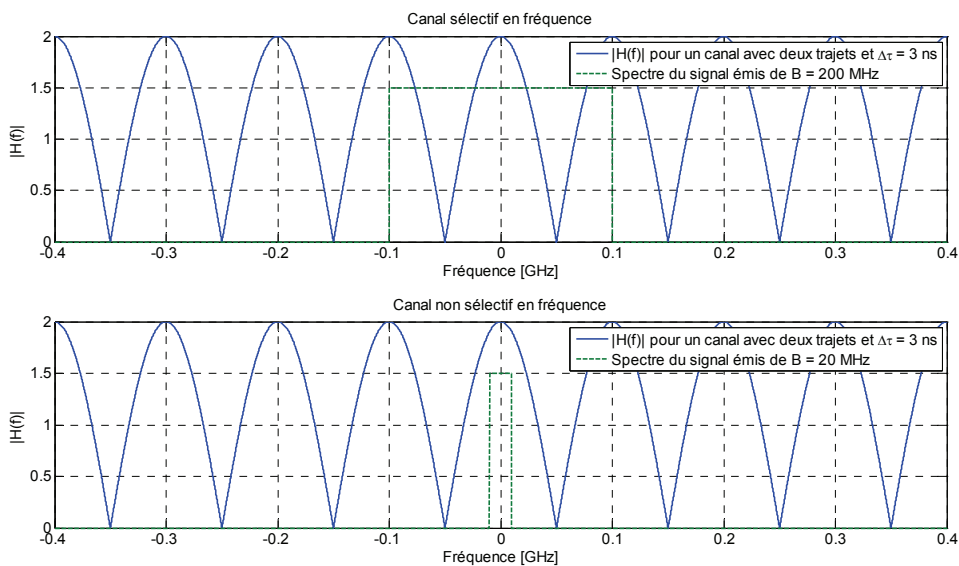


Figure 2.11 – Canal sélectif et non sélectif en fréquence. La nature du canal change en fonction de la bande du signal considéré. Le rapport de force entre la bande de cohérence du canal et la bande du signal véhiculé définit la nature du canal. Un canal sélectif en fréquence a une réponse non constante sur la bande du signal émis.

Utiliser un canal sélectif en fréquence de  $L$  trajets peut apporter une diversité de niveau  $L$ , si les trajets sont différenciables par le récepteur utilisé. Généralement deux approches sont utilisées pour la transmission et la réception d'informations sur un canal sélectif en fréquence : soit l'utilisation d'un récepteur Rake [69], soit mettre en place un système OFDM [46] [47] [48].

Le récepteur Rake [69] [70] est le récepteur optimal permettant de récupérer  $N$  trajets différents issus de la diversité du canal sélectif en fréquence. Il met en œuvre une technique de combinaison cohérente des multi trajets via l'estimation du canal radio.  $N$  est également le nombre de doigts du récepteur RAKE.  $N$  varie entre 1 et  $L$ , le nombre de canaux indépendants du canal sélectif en fréquence. Plus  $N$  est grand plus le récepteur est complexe et coûteux.

L'OFDM supprime le besoin de la complexe égalisation par une décomposition en sous porteuse travaillant chacune sur une bande inférieure à la bande de cohérence du canal. Un système OFDM à  $k$  porteuses aura donc  $k$  communications chacune sur un canal non sélectif en fréquence. Chacune de ces communications peut se faire sans égalisation. L'inconvénient principal est qu'un grand nombre de porteuses peut se trouver sur des canaux non sélectifs en fréquence avec un évanouissement.

## **2.2.2 – Modélisation du canal UWB**

Pour faire face à l'évolution des techniques de communications sans fil de plus en plus sophistiquées et performantes, la modélisation des canaux radio a dû gagner en précision au cours du temps. Le premier modèle de canal était la modélisation, par Friis, des pertes de propagation. Des modèles, prenant compte la propagation par trajets multiples, sont apparus. Les canaux de Rice et Rayleigh sont proposés pour modéliser, par un processus multiplicatif, les canaux non sélectifs en fréquence, où la bande du signal émis est plus faible que la bande de cohérence du canal. Les modèles de Rice et Rayleigh sont très bien adaptés pour les communications à bande étroite. Pour les premières techniques de communications à large bande (quelques MHz), au sens de l'étalement de spectre (comme dans le WiFi, le GSM (Global System for Mobile) ou l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)), une modélisation des canaux radio sélectifs en fréquence est nécessaire. L'étalement des échos représente la répartition de la puissance du signal reçue au cours du temps. Il est visualisé grâce au *power delay profile* (profil puissance-retard). Cette analyse temporelle correspond au découpage du canal sélectif en fréquence en une suite de canaux non sélectif en fréquence (figure 2.10).

La largeur de bande des signaux UWB étant sans commune mesure avec la nature des signaux large bande utilisée jusqu'alors, la modélisation des canaux UWB ne peut réutiliser complètement un des précédents modèles. En effet, en UWB la bande des signaux est de l'ordre de plusieurs GHz à comparer aux quelques MHz des techniques à étalement de spectre. La large bande disponible offre aux récepteurs UWB une finesse de résolution de l'ordre de quelques centimètres permettant ainsi d'isoler les différents multi trajets. Le *power delay profile* est également affecté. La répartition des trajets au cours du temps n'est plus la même. Les lois de Rice et Rayleigh ne sont dès lors plus applicables puisque chaque trajet peut être isolé.

La modélisation du canal UWB réside dans la description précise des multi trajets du canal. Leur retard, leur phase, et leur amplitude doivent être modélisés avec précision.

Dans cette partie, nous présenterons les différentes techniques de modélisation des canaux UWB, ainsi que les techniques de sondage. Les modèles statistiques UWB à 60 GHz, et entre 3,1 et 10,6 GHz sont introduits. A cause de la nature très large de bande des signaux, l'impact des antennes doit être pris en compte.

### **2.2.2.1 – Type de modélisation**

L'objectif de la modélisation du canal UWB est de prendre en compte l'impact de la large bande des signaux utilisés sur la propagation. Un modèle complet prend en compte les pertes de propagation (*large-scale fading* ou effets à grande échelle) et la propagation par trajets multiples (*small-scale fading* ou effets à petite échelle), pour fournir aux concepteurs la réponse impulsionnelle et en fréquence du canal, ainsi que leurs variations dans le temps pour les canaux mobiles. Les modèles doivent être réalistes et d'une complexité limitée afin de limiter les temps de calcul. Plusieurs modèles sont possibles pour un même

---

environnement, en fonction du compromis complexité/précision choisi. Deux approches de modélisations sont utilisées : la modélisation statistique et la modélisation déterministe.

### **2.2.2.1.a – Modélisation déterministe**

La modélisation déterministe convient parfaitement pour un besoin de modélisation très précis d'un environnement donné. Elle nécessite une connaissance parfaite des propriétés électromagnétiques de l'environnement considéré ainsi que de sa géométrie. Deux techniques sont principalement utilisées : les techniques de rayons (*ray tracing* (tracé de rayons) et *ray launching* (lancer de rayon)) [71] [72] [73] et la technique FDTD (*Finite-Difference Time-Domain*) [72] [74].

La technique de tracé de rayon consiste à évaluer la réponse impulsionnelle du canal par l'émission de rayons [72] [75] [76]. En se basant sur les théories optiques pour la réflexion et la réfraction, chaque rayon peut incarner le comportement d'un multi trajet. Au niveau du récepteur les rayons sont sommés pour obtenir la réponse impulsionnelle du canal. L'amplitude de chaque rayon peut être évaluée grâce à la formule de Friis sur les pertes de propagation. Leur phase est déduite par les obstacles rencontrés et leur nature. Le retard de chaque rayon dépend de la distance géométrique du rayon et de la vitesse de l'onde dans les milieux traversés. La technique de lancer de rayons est une technique de modélisation du canal trajet par trajet. Elle permet de saisir l'importance de chaque trajet ce qui peut être intéressant dans le cas de systèmes de communications à antenne directive ou intelligente. [77] montre que la précision du *ray tracing* est limitée pour les environnements complexes ou lorsque de petits éléments diffractants, et réfléchissants sont considérés.

La technique FDTD (éléments finis dans le domaine temporel) consiste à résoudre les équations de Maxwell pour la modélisation électromagnétique d'un environnement [74]. Un maillage de l'environnement en éléments finis est effectué, il détermine la précision de la modélisation. La FDTD est une technique temporelle. Une large gamme de fréquences peut donc être couverte en une seule simulation. Les caractéristiques des matériaux rencontrés doivent être connues afin de pouvoir évaluer le champ électromagnétique sur chaque point de l'espace. La précision de cette technique est liée à la finesse du maillage.

Pour ces deux techniques déterministes, de nombreuses simulations sont nécessaires pour obtenir un ensemble de réponses impulsionnelles et fréquentielles. Une simulation doit être faite pour chaque environnement (disposition et nature des obstacles) ainsi que pour toute variation dans la distance ou la position du couple émetteur-récepteur.

### **2.2.2.1.b – Modélisation statistique**

Les modèles statistiques proposent de modéliser un comportement statistique du canal en fonction de l'environnement considéré. Pour chaque type d'environnement distinct (extérieur, intérieur, résidentiel, type bureau, industriel, LOS/NLOS) un grand nombre de mesures du canal est effectué. Les caractéristiques du canal, à grande (*large-scale fading*) et à petite (*small-scale fading*) échelle, comme le *path loss*, et le *power delay profile*, sont modélisées via des lois statistiques.

Ces techniques statistiques sont plus utilisées que les techniques déterministes pour la modélisation des canaux UWB car elles se basent sur des mesures réelles du canal. De plus, elles couvrent un plus grand ensemble d'environnements alors que la modélisation déterministe n'est valable que pour un unique environnement donné. Le système d'émission-réception dimensionné sur un modèle statistique peut alors fonctionner sur un grand nombre d'environnements.

### **2.2.2.1.c – Mesure du canal UWB**

Pour la mesure d'un canal UWB, deux méthodes sont généralement proposées : une méthode en temps par impulsion et une méthode en fréquence [78] [79].

La méthode en fréquence propose, grâce à un VNA (Vector Network Analyzer) de balayer en fréquence le canal radio à mesurer [68] [72]. La réponse fréquentielle ( $H(f)$ ) du canal est obtenue par une suite de mesures de puissance, effectuées à des fréquences différentes. Cette approche offre intrinsèquement la réponse en fréquence du canal, à partir de laquelle, via une transformée de Fourier inverse ( $TF^{-1}$ ), on peut obtenir la réponse impulsionnelle du canal. La fonction calibration du VNA permet



de supprimer l'impact des câbles, et des antennes utilisées pendant la mesure, pour n'obtenir que la réponse du canal radio.

L'approche temporelle utilise un générateur d'impulsion de très courte durée ainsi qu'un oscilloscope numérique temps réel très rapide (plusieurs giga échantillons par seconde) pour acquérir la réponse du canal [72]. Plus l'impulsion émise est courte, plus la bande de fréquence couverte est grande. Plus la forme de l'impulsion est simple, plus le traitement nécessaire à l'obtention de la réponse impulsionnelle (déconvolution) est peu coûteux [72]. Cette approche temporelle permet de mesurer le canal sur des distances plus grandes que pour la technique en fréquence où l'antenne d'émission et celle de réception sont connectées à un même appareil comme l'illustre la figure (2.12). La mesure du canal se fait en une fois, cela permet d'effectuer des mesures des canaux mobiles rapidement et facilement ce qui n'est pas le cas avec l'approche reposant sur le VNA [80].

Pour ces deux techniques, des campagnes de mesures sont menées dans des environnements distincts en faisant varier la distance émetteur-récepteur.

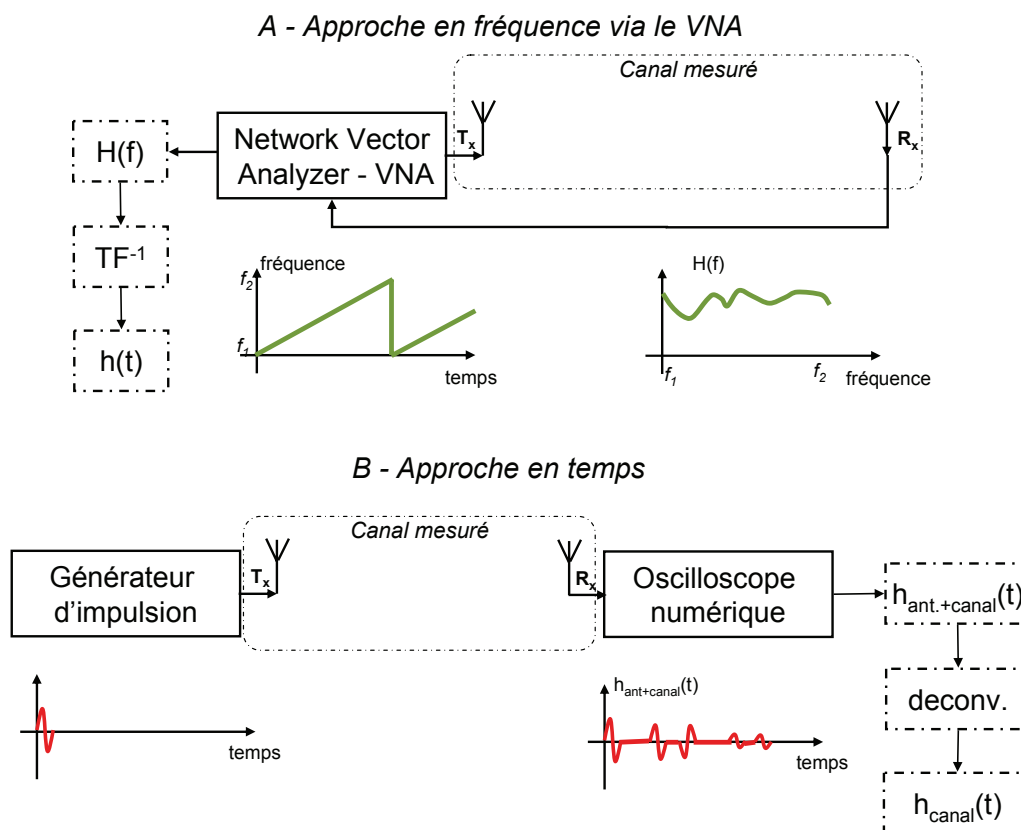


Figure 2.12 – Mesure du canal selon les deux approches les plus souvent employées : A) Utilisation d'un VNA pour une mesure de  $H(f)$ , B) Mesure en temps avec une impulsion pour une mesure de  $h(t)$ .

### 2.2.2.3 – Modèles statistiques pour le canal UWB entre 3,1 et 10,6 GHz

Les modèles des canaux UWB ont principalement été utilisés pour évaluer de façon équitable les différentes propositions d'émetteur-récepteur faites pour les standards UWB. L'idée est d'utiliser un même modèle de canal pour comparer les performances des différents systèmes de façon objective et équitable. Ces modèles ne fournissent pas une performance absolue mais relative entre les différentes architectures d'émission-réception. Cependant, un effort a été fait pour les rendre les plus réalistes possibles.

Les canaux UWB sont des canaux à multi trajets dont la réponse impulsionnelle peut être décrite comme une somme de Dirac d'amplitude  $\alpha_k$  et de retard  $\tau_k$  (2.13). Un Dirac représente un multi trajet dans la réponse impulsionnelle du canal :

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k \delta(t - \tau_k), \quad (2.13)$$

avec  $k$  indice les multi trajets,  $N$  le nombre de trajets significatifs défini par une perte maximale de puissance par rapport au trajet dominant et  $\delta(t)$  l'impulsion de Dirac.

La modélisation statistique consiste à déterminer la statistique des ensembles  $\{\alpha_k\}$  et  $\{\tau_k\}$  pour les différents environnements à modéliser. Chaque environnement est spécifique au regard du type de matériaux utilisés, de l'organisation de l'espace, et de la présence d'un trajet direct ou non (NLOS/LOS). Les modèles UWB existants recensent des environnements *indoor* (intérieur : bureau, résidentiel, industriel) et *outdoor* (extérieur). Les lois statistiques pour  $\{\alpha_k\}$  et  $\{\tau_k\}$  sont les mêmes pour tous les environnements mais c'est la valeur des paramètres des lois qui changent avec les environnements.

Les effets à petit échelle (*small-scale fading*) sont pris en compte par la réponse impulsionnelle du canal et le *power delay profile* (ou profil puissance-retard)  $P_h(\tau)$ . Le profil puissance-retard  $P_h(\tau)$  représente la puissance moyenne de la composante du canal correspondant au retard  $\tau$ . Il est obtenu à partir de la réponse impulsionnelle du canal qui varie dans le temps  $h(t, \tau)$ .  $P_h(\tau)$  est la fonction de corrélation en zéro de la réponse impulsionnelle temps-retard  $h(t, \tau)$  :

$$P_h(\tau) = P_h(\Delta t = 0, \tau) = E[h(t + \Delta t, \tau)h^*(t, \tau)] = E[h(t, \tau)h^*(t, \tau)] = E[|h(t, \tau)|^2]. \quad (2.14)$$

Le *power delay profile* est donc obtenu en faisant la moyenne des réponses impulsionnelle au cours du temps. Un *power delay profile* sur  $N$  réalisations de réponses impulsionnelle obtenues à différents instants s'écrit également comme suit :

$$P_h(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |h(t_n, \tau)|^2. \quad (2.15)$$

A partir du *power delay profile*, on extrait plusieurs grandeurs caractérisant l'étalement des échos du canal à multi trajets. Le retard moyen des trajets (*mean excess delay*) s'obtient comme suit :

$$\tau_m = \frac{\sum_k P_k \tau_k}{\sum_k P_k}. \quad (2.16)$$

où  $P_k$  est l'amplitude du *power delay profile* à l'instant  $\tau_k$  :  $P_k = P_h(\tau_k)$ .

La dispersion des retards (*RMS delay spread – Root Mean Square delay spread*) se définit comme suit:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_k P_k (\tau_k - \tau_m)^2}{\sum_k P_k}}. \quad (2.17)$$

La dispersion des retards est un excellent indicateur de l'existence possible d'interférence inter symbole (ISI). Plus  $\tau_{RMS}$  est faible, plus la puissance est concentrée sur un retard.

Le retard en excès (*total excess delay*) est l'écart temporel entre la première et la dernière composante du *power delay profile*. Il indique de l'importance de l'ISI. En pratique, le dernier trajet à considérer est défini par une perte en amplitude de  $x$  dB par rapport au trajet dominant. Le nombre de trajets pris en compte est défini par  $N_{x\text{dB}}$ , où  $x$  est le niveau en dB à partir duquel on ne considère plus un trajet. Il est également possible d'exprimer le retard en excès en fonction du pourcentage d'énergie considérée. On utilise alors  $N_{x\%}$  qui dénombre les trajets représentant  $x$  % de l'énergie du *power delay profile* pour obtenir le retard en excès à  $x$  %. Le retard en excès qui considère  $x$  % de l'énergie de la réponse du canal se note :  $\tau_{x\%}$ .

La figure 2.13 illustre ces grandeurs caractérisant les effets à petite échelle (*small-scale fading*) sur un canal radio. Ces caractéristiques permettent de différencier, et comparer les différents environnements.

Les effets à grande échelle sont caractérisés par le *path loss* qui exprime l'atténuation globale du signal en fonction de la distance.

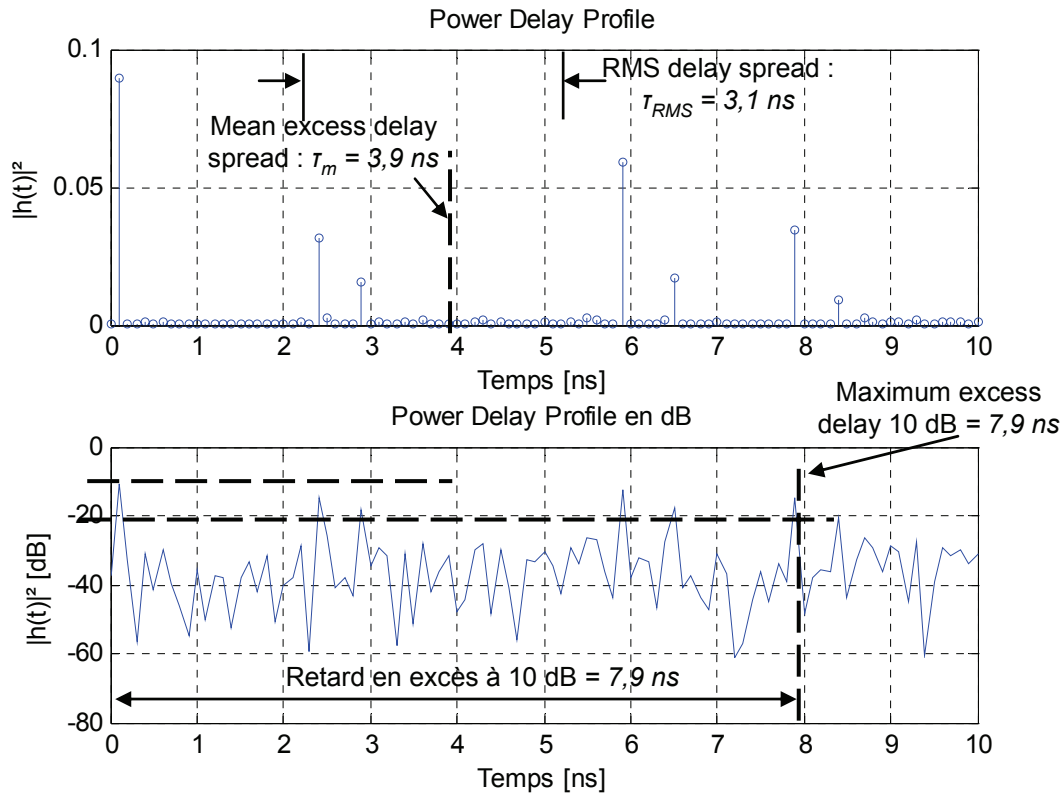


Figure 2.13 – Illustration du Power Delay Profile – PDP ou profil puissance-retard, ainsi que des grandeurs caractéristiques du small-scale fading : le retard moyen des trajets ( $\tau_m$  – mean excess delay spread), la dispersion des retards ( $\tau_{RMS}$  – RMS delay spread), et le retard maximal des trajets considérés ( $N_{10dB}=6$  trajets).

### 2.2.2.3.a – Le modèle Saleh-Valenzuela

Proposé en 1987 par Saleh et Valenzuela, ce modèle est basé sur un grand nombre de mesures dans des environnements intérieurs par la technique temporelle d'émission d'impulsion [81]. La spécificité de ces mesures est que les multi trajets arrivent en *cluster*. Chacun d'eux est composé d'un grand nombre de multi-trajets. La figure 2.14 illustre cette répartition spécifique, en *cluster*, des multi trajets. Le terme *cluster* est utilisé pour caractériser une arrivée en groupe des trajets.

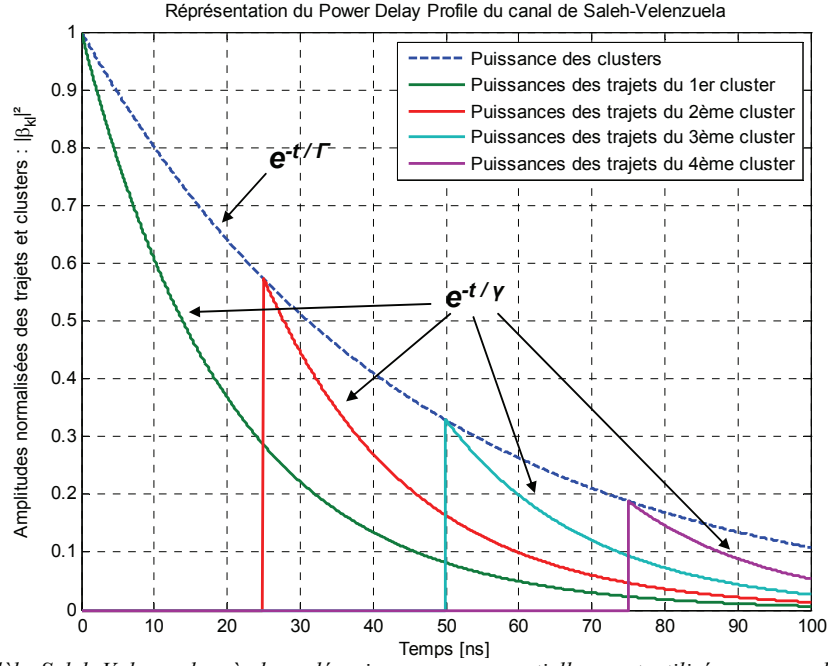


Figure 2.14 – Modèle Saleh-Valenzuela où deux décroissances exponentielles sont utilisés pour modéliser la puissance moyenne des cluster et des trajets dans les clusters.

Le modèle Saleh-Valenzuela propose la réponse impulsionnelle suivante :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{+\infty} \sum_{k=0}^{+\infty} \beta_{kl} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) e^{j\theta_{kl}}, \quad (2.18)$$

où  $l$  indice les *clusters*,  $k$  indice les trajets (ou échos),  $\beta_{kl}$  est l'amplitude du trajet  $k$  dans le cluster  $l$ ,  $T_l$  le temps d'arrivé du cluster  $l$ ,  $\tau_{kl}$  le temps d'arrivé du trajet  $k$  dans le cluster  $l$ ,  $\delta(t)$  l'impulsion de Dirac, et  $\theta_{kl}$  la phase du trajet  $k$  dans le cluster  $l$ .

Chacune de ces grandeurs suit une loi statistique, lorsqu'on cumule un grand nombre de réponses impulsionnelles mesurées dans un *power delay profile*, définissant le modèle de Saleh-Valenzuela. Les temps d'arrivée des clusters suivent un processus de Poisson de paramètre  $\Lambda$ . Dans chaque cluster, les trajets arrivent selon un processus de Poisson de paramètre  $\lambda$ . Le paramètre  $\lambda$  est supérieur au paramètre  $\Lambda$  caractérisant les temps d'arrivée des *clusters*, cela veut dire que chaque *cluster* contient un grand nombre de trajets. L'amplitude de chaque trajet  $\beta_{kl}$  est définie par une double décroissance exponentielle. La puissance moyenne des clusters suit une décroissance exponentielle de paramètre  $\Gamma$ . La puissance moyenne des trajets à l'intérieur des *clusters* suit une décroissance exponentielle de paramètre  $\gamma$ . La phase des trajets  $\theta_{kl}$  est uniformément répartie indépendamment sur l'intervalle  $[0 ; 2\pi]$ .

En fonction des mesures réalisées dans l'environnement considéré, les valeurs des paramètres des lois statistiques :  $\lambda$ ,  $\Lambda$ ,  $\Gamma$ , et  $\gamma$ , sont définies. Ces paramètres sont différents pour chaque environnement.

Les pertes de propagation, *path loss*, sont modélisées par le modèle du *path loss exponent* :

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right), \quad (2.19)$$

où  $d$  est la distance émetteur-récepteur,  $n$  le coefficient d'atténuation caractérisant l'environnement,  $PL_0$  est le *path loss* calculé par la formule de Friis à la distance de référence  $d_0$  égale à un mètre. Un environnement, où la propagation est favorable, aura comme la propagation en espace libre un coefficient  $n$  égal à 2, ou inférieur à 2 pour une propagation en guidage d'onde. Un coefficient supérieur à 2 indique une propagation difficile dans l'environnement, comme les environnements NLOS.

Les modèles de canaux UWB proposés par l'IEEE, et utilisés par la plupart des concepteurs UWB, utilisent une version modifiée du modèle de Saleh-Valenzuela.

### 2.2.2.3.b – Le modèle IEEE 802.15.3a

Dans le cadre du groupe de travail IEEE 802.15.3a, dont l'objectif est de fournir un standard pour les applications HR-WPAN, un modèle de canal a été proposé reprenant le modèle de Saleh-Valenzuela et en y appliquant quelques modifications propres à l'UWB [72] [82] [83]. La phase des trajets n'est plus modélisée par une variable aléatoire uniformément répartie sur  $[0 ; 2\pi]$  et l'amplitude des trajets n'est plus modélisée par une décroissance exponentielle paramétrée. A la place, l'amplitude d'un trajet  $a_{kl}$  est décomposée en deux termes :  $\beta_{kl}$  et  $p_{kl}$ .  $\beta_{kl}$  suit une loi lognormale pour prendre en compte le *fading* propre aux techniques large bande et modéliser le fait que les premiers trajets ne sont pas forcément les plus forts.  $p_{kl}$  prend de façon équiprobable la valeur +1 ou -1 pour modéliser la polarité du trajet.

Le *path loss* est modélisé par la technique du *path loss exponent*. Le tableau 2.1 donne un exemple de valeur le coefficient de propagation  $n$  et le *path loss* à un mètre  $PL_0$ , pour des mesures de canaux dans un environnement LOS et NLOS [82].

Quatre environnements *indoor* UWB sont modélisés. Le CM1 (*Channel Model*) modélise un environnement LOS entre 0 et 4 mètres. Le CM2 est un environnement NLOS jusqu'à 4 m. Le CM3 propose de modéliser un canal NLOS entre 4 et 10 m. Enfin le CM4 est un canal modélisant une situation sévère de NLOS, où la présence de multi trajets est forte et débouche sur 25 ns de *RMS delay spread*. Le tableau 2.2 recense pour chacun de ces environnements les paramètres des lois statistiques utilisées pour modéliser le canal, ainsi que les valeurs caractérisant leur *power delay profile*.

Tableau 2.1 – Paramètres pour la modélisation des pertes de propagation, ou *path loss*, selon l'approche du *path loss exponent*, pour le modèle IEEE 802.15.3a pour un environnement LOS ou NLOS.

Environnement	LOS	NLOS
$PL_0$ (dB)	47	50.5
$n$	1.7	3.5

Tableau 2.2 – Paramètres et caractéristiques *small-scale fading* pour les 4 environnements du modèle IEEE 802.15.3a.

Environnement	CM1	CM2	CM3	CM4
Description	LOS	NLOS	NLOS	NLOS
Portée radio	0 - 4 m	0 - 4 m	4 - 10 m	/
<b>Paramètres du modèle</b>				
Rythme d'arrivée des clusters : $\Lambda$	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
Rythme d'arrivée des trajets : $\lambda$	2.5	0.5	2.1	2.1
Atténuation des clusters : $\Gamma$	7.1	5.5	14	24
Atténuation des trajets : $\gamma$	4.3	6.7	7.9	12
<b>Caractéristiques du modèle</b>				
Delay spread : $\tau_m$ [ns]	5	9.9	15.9	30.1
RMS Delay spread : $\tau_{RMS}$ [ns]	5	8	15	25
Nombre de multi trajets : $N_{NLOS}$	12.5	15.3	24.9	41.2

### 2.2.2.3.c – Le modèle IEEE 802.15.4a

Le modèle IEEE 802.15.4a s'inspire du modèle Saleh-Valenzuela et du modèle IEEE 802.15.3a [72] [84]. Il étend ces deux derniers pour prendre en compte des environnements *indoor* et *outdoor* sur des portées radio allant jusqu'à 20 mètres. L'étalement des échos (*delay spread*) est donc plus important.

Le *path loss* est modélisé par une loi de type *path loss exponent* comme l'illustre le tableau 2.3, où l'on recense également l'écart type  $\sigma_s$  d'une variable aléatoire Gaussienne de moyenne nulle, qui est utilisée pour modéliser le *shadowing*.

Les effets à petite échelle sont modélisés par un ensemble de réponses impulsionnelles complexe où la phase de chaque trajet est spécifiée par  $\theta_{kl}$ . Le modèle IEEE 802.15.4a prend en compte, en fonction de l'environnement, la possibilité que le premier trajet ne soit pas le trajet dominant. Une dépendance fréquentielle est également proposée mais cette dernière est sujette à controverse [67] [85] [86]. Elle est censée apporter une précision supplémentaire dans la modélisation des diffractions en fonction de la fréquence. Une loi de Nakagami est utilisée pour modéliser l'amplitude des trajets pour prendre en compte le *fading*. Les temps d'arrivée des trajets dans un cluster suivent une double loi de Poisson. L'écart entre deux trajets suit une loi de Poisson de paramètre  $\lambda_1$  ou  $\lambda_2$  suivant, respectivement, une probabilité  $a$  ou  $1-a$ .

Neuf environnements sont proposés : *indoor residential LOS/NLOS*, *indoor office LOS/NLOS*, *outdoor LOS/NLOS*, *indoor industrial LOS/NLOS* et *open outdoor*. La figure 2.15 représente, pour chaque environnement, une réalisation possible de réponse impulsionnelle. Le tableau 2.3 résume également les caractéristiques du *power delay profile* comme l'étalement des échos et le nombre de trajets significatifs.

Tableau 2.3 – Paramètres large-scale fading et caractéristiques small-scale fading pour les 9 environnements du modèle IEEE 802.15.4a.

Environnement	Indoor Residential		Indoor Office		Outdoor		Indoor Industrial		Open Outdoor
Portée	7 - 20 m		3 - 28 m		5 - 17 m		2 - 8 m		/
Description	LOS	NLOS	LOS	NLOS	LOS	NLOS	LOS	NLOS	NLOS
<b>Paramètres du modèle : Large-scale fading</b>									
$PL_\sigma$ [dB]	43.9	48.7	35.4	59.9	45.6	73	56.7	56.7	48.96
$n$	1.79	4.58	1.63	3.07	1.76	2.5	1.2	2.15	1.58
Shadowing : $\sigma_s$ [dB]	2.22	3.51	1.9	3.9	0.83	2	6	6	3.96
<b>Caractéristiques des modèles : small-scale fading*</b>									
Delay spread : $\tau_m$ [ns]	15,7	20,2	9,1	16,6	24,9	70,7	6,1	113,9	18,1
RMS Delay spread : $\tau_{RMS}$ [ns]	17	19	10	13	29	75	9	89	21
Nombre de multi trajets : $N_{MUE}$	15,6	35,1	22,7	53,1	24,4	33,4	15,9	406,9	6

\* Caractéristiques obtenues sur 100 réalisations de  $h(t)$  et en supprimant l'impact du temps de propagation.

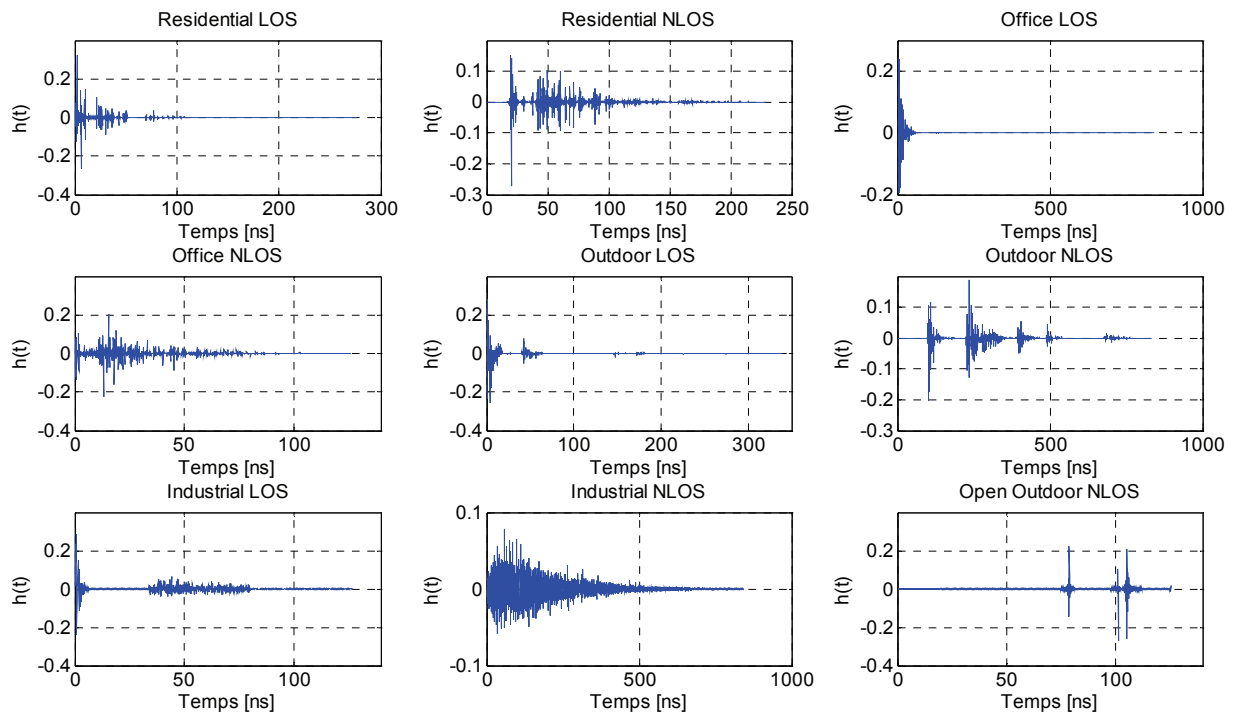


Figure 2.15 – Réalisations de réponse impulsionnelle pour les 9 environnements du modèle IEEE 802.15.4a.

### 2.2.2.3.d – L'impact des antennes

Pour les modèles de canaux présentés jusqu'ici, l'impact des antennes n'est pas pris en compte de façon réaliste. Les antennes modélisées en émission et réception sont idéales et omnidirectionnelles. Cela veut dire que leurs caractéristiques sont constantes quelles que soient la fréquence et la bande du signal. Pour les techniques à bande étroite, un coefficient d'atténuation est utilisé pour leur modélisation dans les pertes de propagation. Ceci est possible car l'antenne, pour un signal à bande étroite, est construite autour d'une fréquence de résonance. La modélisation par une constante était donc envisageable.

Avec les techniques à ultra large bande, les caractéristiques de l'antenne comme son gain, sa linéarité ou son rendement varient avec la fréquence et la forme d'onde utilisée [38]. L'impact de l'antenne n'est dès lors plus négligeable ou modélisable par un simple coefficient [72]. Une antenne UWB agit comme un filtre. Une modélisation en fréquence (réponse fréquentielle) et en temps (réponse impulsionnelle) est

nécessaire. Les antennes UWB sont souvent approximées par un comportement de dérivateur en émission et en réception [38].

L'antenne UWB d'émission dérive une fois l'impulsion transmise. En réception, l'impulsion est une seconde fois dérivée par l'antenne de réception. Les antennes augmentent également la durée des impulsions transmises.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne doit également être pris en compte car il va impacter à la fois les pertes de propagation du canal en fonction du gain dans la direction considérée et la répartition des multi trajets. En effet, plus l'angle d'ouverture de l'antenne est étroit, plus la différence de longueur entre les multi trajets est faible. L'étalement des échos s'en trouve alors réduit. La figure 2.16 illustre l'impact du type d'antenne utilisé sur les caractéristiques à petite échelle du canal. Les antennes directives permettent une diminution de l'étalement des échos et une augmentation de la puissance reçue (si les antennes d'émission et de réception sont alignées) [24] [87]. Une analyse mathématique démontre ces faits dans le chapitre 3.

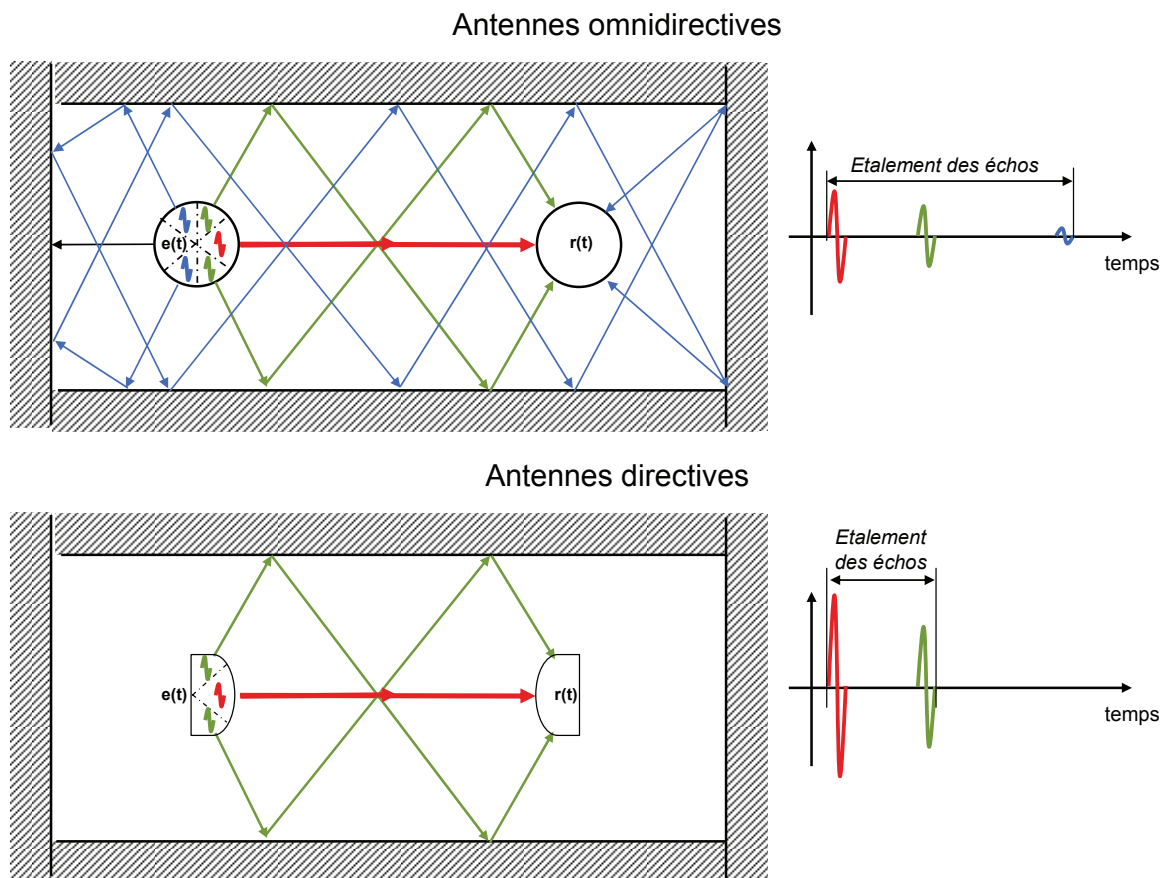


Figure 2.16 – Illustration de l'intérêt de l'utilisation d'antenne directive pour l'amélioration des caractéristiques à petite échelle du canal radio. Les antennes directives réduisent l'étalement des échos et augmentent la puissance reçue. L'angle d'ouverture des antennes UWB doit donc être pris en compte dans les modèles de canaux.

#### 2.2.2.4 – Modèle statistique pour les canaux UWB autour de 60 GHz

La longueur d'onde des signaux dans la bande des 60 GHz est de l'ordre du demi-centimètre. Cette bande millimétrique souffre donc d'une atténuation de propagation plus forte qu'entre 3 et 10 GHz. L'utilisation d'antennes directives est moins coûteuse au regard de l'encombrement. Elles sont donc couramment utilisées dans les systèmes UWB à 60 GHz pour compenser les pertes de propagation. Elles doivent donc être prises en compte dans la modélisation du *path loss*, du *fading* et du *power delay profile*.

##### 2.2.2.4.a – Le modèle IEEE 802.15.3c

Le groupe de travail de l'IEEE 802.15.3c définit un standard de couche physique haut débit courte portée à 60 GHz. Un modèle statistique du canal radio a été proposé pour évaluer et comparer les différentes propositions de couche PHY.

Le modèle IEEE 802.15.3c est le résultat de nombreuses mesures entre 57 et 66 GHz [88]. Principalement deux nouveautés sont proposées : la prise en compte des antennes directives et l'utilisation d'un modèle TSV basé sur le modèle Saleh-Valenzuela et sur le modèle à deux trajets [89] [90]. Huit environnements LOS et NLOS sont modélisés : *residential* LOS/NLOS, *office* LOS/NLOS, *library* LOS/NLOS, *desktop* LOS/NLOS. Pour chaque environnement le modèle fournit, en fonction des diagrammes de rayonnement des antennes en émission et en réception, une modélisation du *path loss*, du *shadowing*, du *power delay profile*, et de l'angle d'arrivée (AoA – *Angle of Arrival*) des trajets.

Le *path loss* est modélisé par :

$$PL(d)[dB] = \overline{PL(d)}[dB] + X_s[dB], \quad (2.20)$$

où  $PL$  est le *path loss*,  $d$  la distance entre l'émetteur et le récepteur,  $\overline{PL}$  est le *path loss* moyenné sur la bande de fréquence du signal, et  $X_s$  est une variable aléatoire Gaussienne de moyenne nulle et d'écart type  $\sigma_s$  modélisant le *shadowing*. Le *path loss* moyen suit le modèle du *path loss exponent*, où les pertes de propagation dépendent d'un coefficient de propagation  $n$  et du *path loss* à la distance de référence  $d_0$  :

$$\overline{PL(d)}[dB] = PL_0[dB] + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right). \quad (2.21)$$

La littérature montre que  $n$  varie entre 1,2 et 2 pour des scénarios LOS et entre 2 et 10 pour des scénarios NLOS.

Les phénomènes à petite échelle sont modélisés par le *power delay profile* qui dépend de la réponse impulsionnelle du canal. Le modèle IEEE 802.15.3c s'inspire du modèle de Saleh-Valenzuela et du modèle de propagation à deux trajets. Pour les environnements NLOS, le modèle de Saleh-Valenzuela est utilisé seul, alors que pour les environnements LOS, une combinaison du modèle Saleh-Valenzuela et du modèle de propagation par deux trajets est utilisé : le modèle TSV (Triple S - Valenzuela) [89] [90]. L'utilisation seule du modèle de Saleh-Valenzuela n'est plus possible car les antennes directives réduisent grandement l'étalement des échos [89] [90]. Un trajet direct dominant apparaît suivi par les échos provenant des multi trajets pour les environnements LOS, comme l'illustre la figure 2.17.

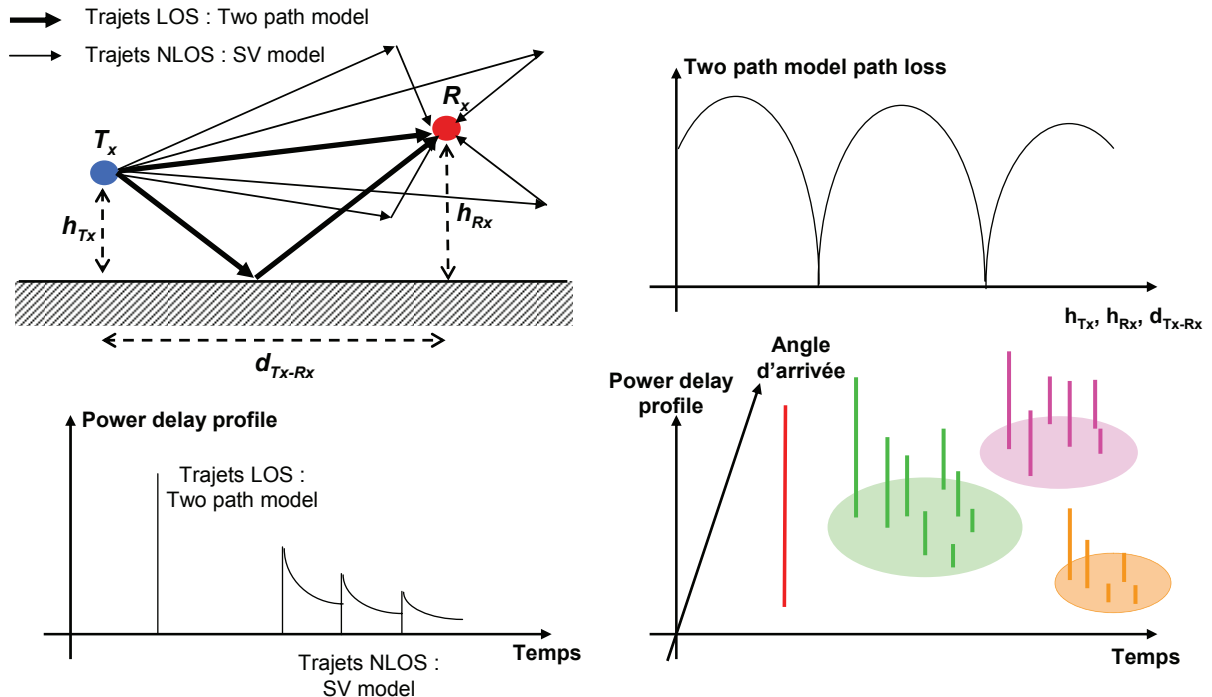


Figure 2.17 – Illustration du modèle de canal IEEE 802.15.3c basé sur le modèle de propagation par deux trajets et le modèle Saleh-Valenzuela pour les trajets NLOS. Un exemple de propagation, de *path loss* et d'un *power delay profile* est illustré pour un environnement LOS. L'impact des antennes directives est illustré par la prise en compte de l'angle d'arrivée des trajets.



Le modèle à deux trajets [91] modélise la partie LOS de la transmission. L'amplitude et le retard des trajets dépendent de la distance émetteur-récepteur et de la hauteur des antennes en émission et en réception. La partie NLOS de la transmission est modélisée par le modèle Saleh-Valenzuela modifié. Pour un environnement NLOS, seul le modèle de Saleh-Valenzuela modifié est utilisé.

La réponse impulsionnelle du modèle IEEE 802.15.3c est définie comme suit :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{l=L} \sum_{k=0}^{k=K} a_{kl} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \delta(f - Q_l - w_{kl}), \quad (2.22)$$

où  $\delta(\cdot)$  est l'impulsion de Dirac,  $l$  et  $k$  indiquent respectivement les *clusters* de 0 à  $L$  et les trajets de 0 à  $K$ ,  $a_{kl}$  est l'amplitude complexe du trajet  $k$  du *cluster*  $l$ ,  $T_l$  est le retard du *cluster*  $l$ ,  $\tau_{kl}$  est le retard du trajet  $k$  du *cluster*  $l$ ,  $Q_l$  est l'angle moyen d'arrivée du *cluster*  $l$ , et  $w_{kl}$  est l'azimut du trajet  $k$  du *cluster*  $l$ .  $Q_l$  est modélisé par une variable aléatoire uniformément répartie entre 0 et  $2\pi$ . Les azimuts des trajets sont modélisés par une variable aléatoire Gaussienne de moyenne nulle. Comme pour le modèle IEEE 802.15.4a, l'arrivée des *clusters* et des trajets est modélisée par deux lois de Poisson et l'amplitude des trajets et des *clusters* est modélisée par une loi log normale. Seule l'amplitude et l'instant d'arrivée du trajet direct pour les environnements LOS sont modélisés différemment du modèle IEEE 802.15.4a. Dans le cas d'environnement LOS, la réponse impulsionnelle inclut alors une composante directe et devient :

$$h_{LOS}(t) = \beta \delta(t) + h(t), \quad (2.23)$$

où  $\beta$  est l'amplitude du trajet direct et  $h(t)$  la réponse impulsionnelle modélisant les multi trajets de la partie NLOS de la transmission (2.18).  $\beta$  suit le modèle de propagation par deux trajets et dépend de la hauteur des antennes, de la distance émetteur récepteur et des pertes de propagation en espace libre.

Les figures 2.18, 2.19, 2.20 et le tableau 2.4 montrent pour l'environnement *residential* LOS : le *power delay profile*, l'étalement des échos moyen, l'étalement des échos RMS, une réalisation de réponse impulsionnelle pour une liaison de 5 m et sous trois configurations d'antennes.

Tableau 2.4 – Impact de l'angle d'ouverture des antennes sur les caractéristiques à petite échelle du modèle IEEE 802.15.3c pour l'environnement *residential* LOS.

Environnement	Residential LOS	Residential LOS	Residential LOS
Portée [m]	5	5	5
Antenne Tx [°]	360	360	15
Antenne Rx [°]	360	15	15
Caractéristiques du modèles : small-scale fading*			
Delay spread : $\tau_m$ [ns]	10,23	1,72	0,08
RMS Delay spread : $\tau_{RMS}$ [ns]	7,71	3,45	0,94

\* Caractéristiques obtenues sur 100 réalisations de  $h(t)$  et en supprimant l'impact du temps de propagation.

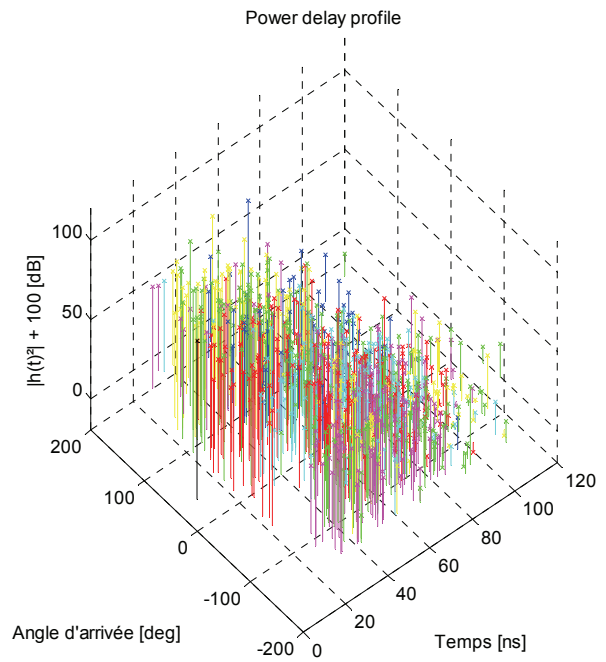
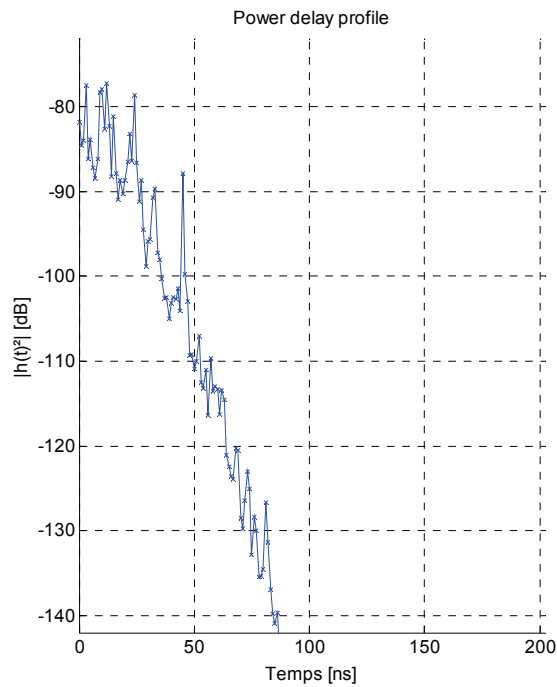


Figure 2.18 – Power delay profile pour 100 réalisations et un exemple de réponse impulsionnelle avec l'angle d'arrivée des trajets pour l'environnement résidentiel LOS avec un angle d'ouverture de  $360^\circ$  pour l'antenne d'émission et  $360^\circ$  pour l'antenne de réception. Le delay spread moyen est de 10,23 ns et le delay spread RMS est de 7,71 ns.

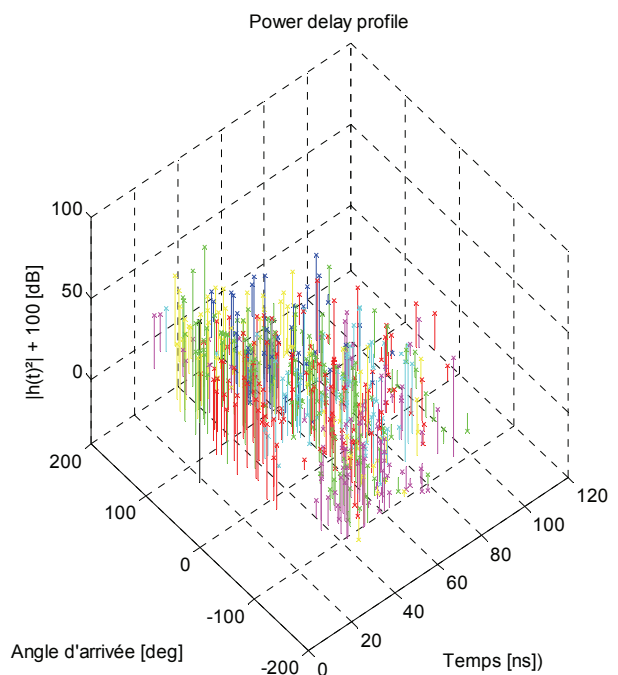
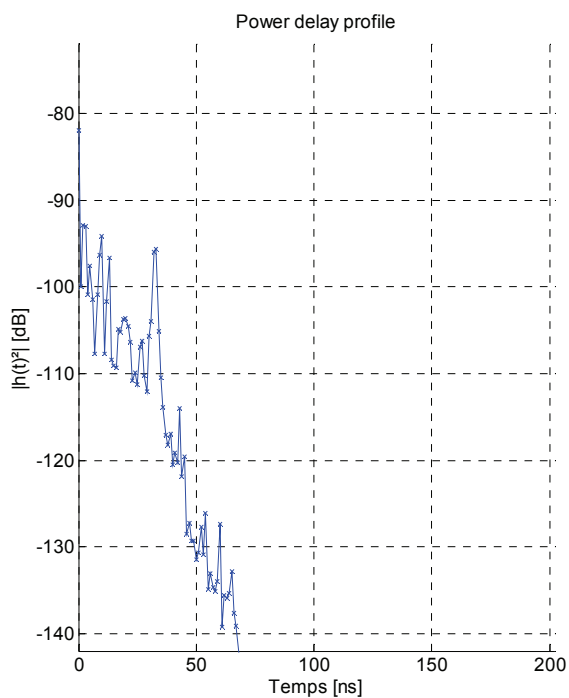


Figure 2.19 – Power delay profile pour 100 réalisations et un exemple de réponse impulsionnelle avec l'angle d'arrivée des trajets pour l'environnement résidentiel LOS avec un angle d'ouverture de  $360^\circ$  pour l'antenne d'émission et  $15^\circ$  pour l'antenne de réception. Le delay spread moyen est de 1,72 ns et le delay spread RMS est de 3,45 ns.

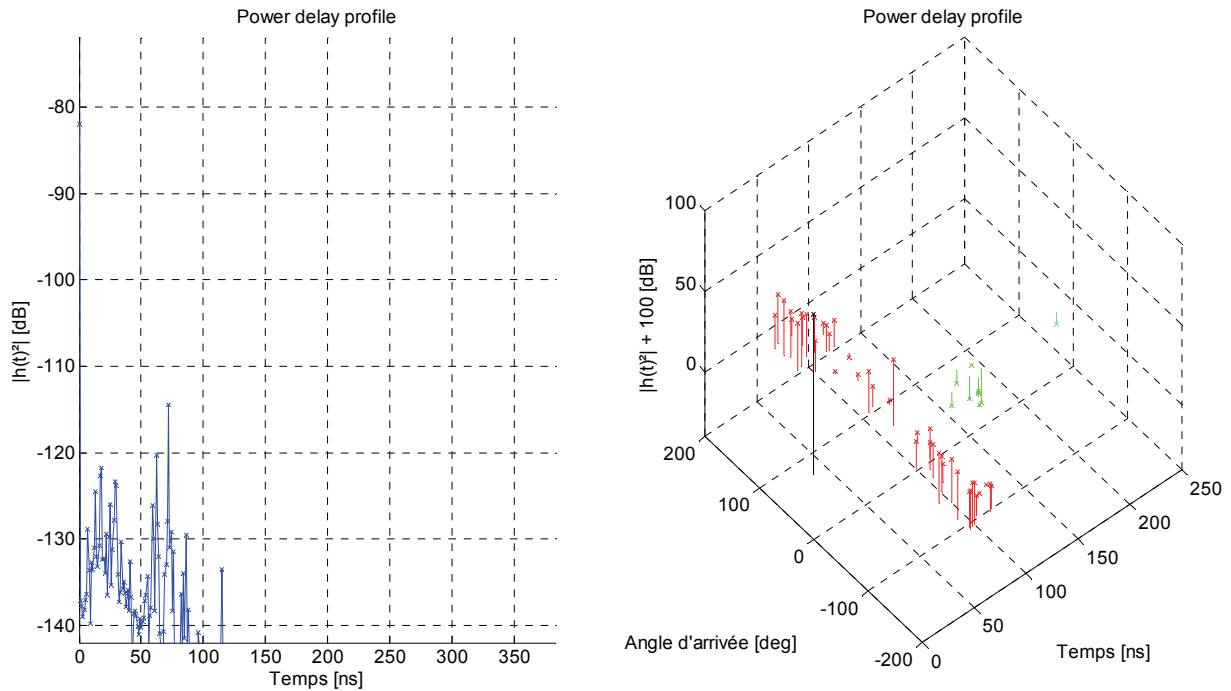


Figure 2.20 – Power delay profile pour 100 réalisations et un exemple de réponse impulsionnelle avec l'angle d'arrivée des trajets pour l'environnement residential LOS avec un angle d'ouverture de  $15^\circ$  pour l'antenne d'émission et  $15^\circ$  pour l'antenne de réception. Le delay spread moyen est de 0,08 ns et le delay spread RMS est de 0,94 ns.

Ces trois modèles de canaux UWB seront utilisés dans le chapitre trois pour évaluer la capacité du canal et son impact dans le dimensionnement des émetteurs-récepteurs adaptés au contexte des réseaux de microsystemes communicants.

## 2.2.3 – Conclusion sur le canal radio UWB et la modélisation

A partir de la propagation en espace libre et de la propagation par trajets multiples, nous avons montré les spécificités des canaux à large bande comme ceux des signaux UWB. Les multi trajets sont sources de variations en fonction de l'amplitude de la réponse du canal : c'est le principe de sélectivité en fréquence. Les phénomènes de variation de la puissance à petite (*small-scale fading*) et grande échelle (*large-scale fading*) sont présentés.

Trois modèles statistiques sont introduits pour les communications UWB entre 3,1 et 10,6 GHz et à 60 GHz. La prise en compte des antennes directives est faite dans le modèle à 60 GHz. A partir de ces trois modèles, IEEE 802.15.4a, IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.3c nous dimensionnerons dans le chapitre 3 notre système de communications IR-UWB adapté aux réseaux de microsystemes communicants.

## 2.3 – Modèles de signaux UWB par impulsion

La modélisation mathématique des signaux impulsionnels UWB est nécessaire pour appréhender l'ensemble de la transmission. Le comportement d'un canal UWB est modélisé par sa réponse impulsionnelle  $h(t)$ . Avec cette dernière il est possible via le produit de convolution d'exprimer le signal reçu. La technique de réception peut être dès lors choisie de façon objective en utilisant le critère de comparaison suivant : le taux d'erreur bit en fonction du rapport signal à bruit (BER versus  $E_b/N_0$ ).

Cette partie est dédiée à la présentation des techniques d'émission IR-UWB. La modélisation des formes d'impulsions et leurs modulations sont présentées. Les grandeurs caractéristiques d'un émetteur IR-UWB, comme le rapport cyclique et le gain de traitement, sont introduites. Pour résister aux interféreurs à bande étroite et supporter les communications multi utilisateurs, les techniques d'étalement de spectre sont décrites mathématiquement.

Les techniques d'émission-réception IR-UWB ont été abordées dans le chapitre 1 d'introduction à l'UWB, nous les développons ici.

### 2.3.1 – Train d'impulsions

Un train d'impulsions est utilisé comme support de l'information binaire dans les techniques IR-UWB. Une fois la forme d'impulsion choisie  $p(t)$ , on la répète indéfiniment au cours du temps pour véhiculer l'information à émettre. Plusieurs formes d'impulsions sont possibles : fonctions de Gaussienne et leurs dérivées, fonctions d'Hermite, polynômes de Gegenbauer, ou des dérivées de sinusoides [36] [92]. Un exemple de train d'impulsions non modulé est représenté sur la figure 2.21, et est défini comme suit :

$$e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p(t - k T_S) , \quad (2.24)$$

où  $e(t)$  est le train d'impulsions à l'émission,  $p(t)$  la forme d'impulsion utilisée,  $k$  numérote le symbole émis, et  $T_S$  définit le temps entre deux impulsions successives.  $T_S$  est la période de répétition des impulsions.

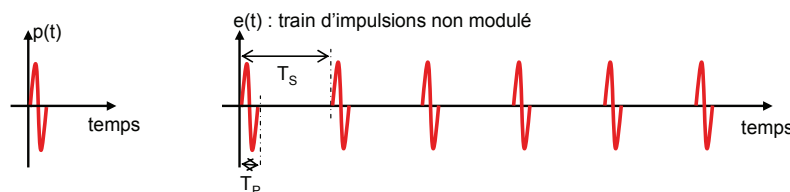


Figure 2.21 – Train d'impulsion non modulé construit à partir de la forme de l'impulsion.

La figure 2.21 illustre la durée de l'impulsion ainsi que la période de répétition des impulsions. Le rapport cyclique d'une transmission IR-UWB est défini comme le rapport entre le temps où une impulsion est émise sur la durée d'un symbole, c'est-à-dire le temps d'émission sur le temps de silence. Dans notre exemple de la figure 2.21, sans modulation, sans étalement de spectre, le rapport cyclique se définit comme suit :

$$\alpha_{IR-UWB} = \frac{T_P}{T_S} . \quad (2.25)$$

### 2.3.2 – Modulation d'impulsions

Pour véhiculer l'information, une modulation doit être appliquée sur le train d'impulsions. Pour chacune des modulations impulsionnelles, nous présenterons la formulation du train d'impulsions associé.

### 2.3.2.1 – Modulations d’amplitude – PAM et OOK

Les modulations d’amplitude sont simples. Pour la PAM (Pulse Amplitude Modulation) et la technique OOK (On-Off Keying) l’information est codée dans l’amplitude de l’impulsion émise :

$$e_{PAM-OOK}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_{D_k} p(t - k T_S) \quad (2.26)$$

où  $A_{D_k}$  est l’amplitude de l’impulsion modulée par la donnée  $D_k$  du symbole  $k$ . Pour la PAM,  $A_{D_k}$  va prendre deux valeurs distinctes  $A_{D1}$  et  $A_{D0}$ .  $A_{D1}$  représente l’envoi d’un un binaire ( $D_k = 1$ ) et  $A_{D0}$  d’un zéro binaire ( $D_k = 0$ ). La modulation OOK est un cas particulier de la modulation PAM, où  $A_{D0}$  vaut zéro. La modulation OOK envoie une impulsion pour un un binaire et n’envoie pas d’impulsion pour un zéro binaire. La figure 2.22 illustre deux trains d’impulsions modulés en OOK et PAM.

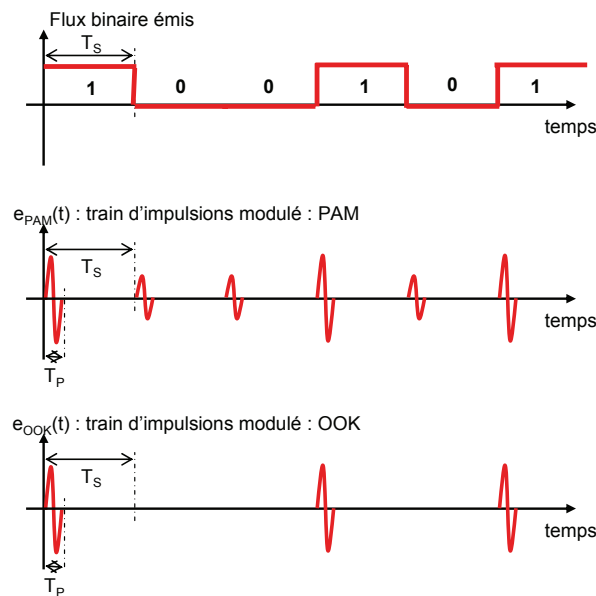


Figure 2.22 –Modulation d’amplitude : PAM et OOK.

La modulation OOK est une modulation binaire. Le flux de bit est découpé en « paquet » de  $n = 1$  bit qui peut prendre  $M = 2^n = 2^1 = 2$  valeurs. La modulation PAM peut être utilisée en tant que modulation M-aire. En utilisant  $M$  niveaux d’amplitude d’impulsion, une modulation M-PAM peut transmettre en une impulsion  $n$  bits.

### 2.3.2.2 – Modulations de phase – BPSK et DBPSK

L’information à transmettre est modulée dans la phase de l’impulsion. Pour une impulsion, généralement, on se limite à deux phases distinctes :  $0^\circ$  et  $180^\circ$ , pour des raisons d’implémentation. Une modulation de phase binaire (Binary Phase Shift Keying) correspond alors à une modulation d’amplitude où  $A_{Dk}$  peut prendre la valeur  $+1$  et  $-1$  :

$$e_{BPSK}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_{Dk} p(t - k T_S). \quad (2.27)$$

Une modulation binaire de phase différentielle (DBPSK – Differential Binary Phase Shift Keying) est également utilisée. Elle consiste à coder l’information à émettre par un changement de phase ou non entre deux impulsions successives. L’émission d’un un binaire se traduit par un changement de phase de  $180^\circ$

entre deux impulsions, alors qu'un zéro binaire n'implique pas de modification de la phase. La figure 2.23 illustre ces deux modulations binaires de phase : BPSK et DBPSK.

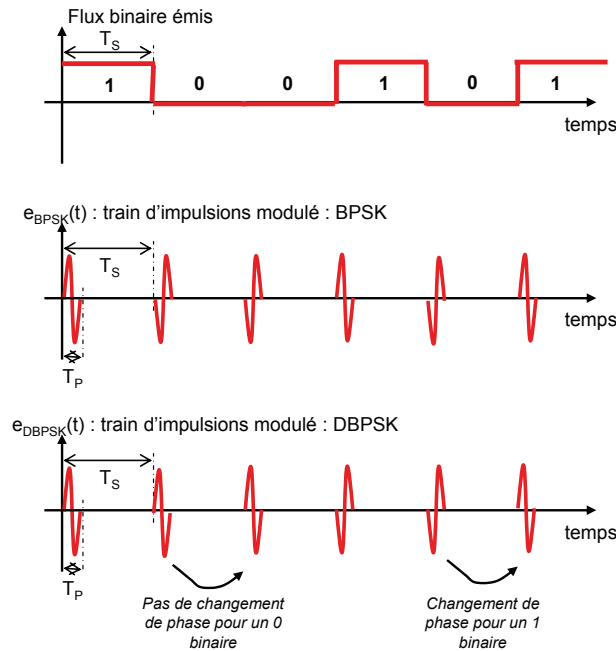


Figure 2.23 –Modulation de phase BPSK et DBPSK.

### 2.3.2.3 – Modulation de position – PPM

La modulation de position consiste à émettre une impulsion dans une position différente en fonction du symbole à émettre. Pour une modulation binaire de position (2-PPM – Pulse Position Modulation), il y a deux positions possibles sur la durée d'un symbole pour émettre un zéro ou un un binaire. Pour une modulation M-aire le temps symbole sera découpé en  $M$  positions distinctes. Un train d'impulsions modulé en 2-PPM est défini comme suit :

$$e_{PPM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p(t - kT_s - T_{PPM,Dk}), \quad (2.28)$$

où  $T_{PPM,Dk}$  représente le décalage temporel de la PPM pour le symbole  $k$ . Par exemple, si le  $k^{\text{ème}}$  symbole est un un binaire alors  $T_{PPM,Dk} = 0$ , si le  $k^{\text{ème}}$  symbole est un zéro binaire alors  $T_{PPM,Dk} = T_s/4$  par exemple. La figure 2.24 illustre une modulation 2-PPM avec un décalage de  $T_s/4$ .

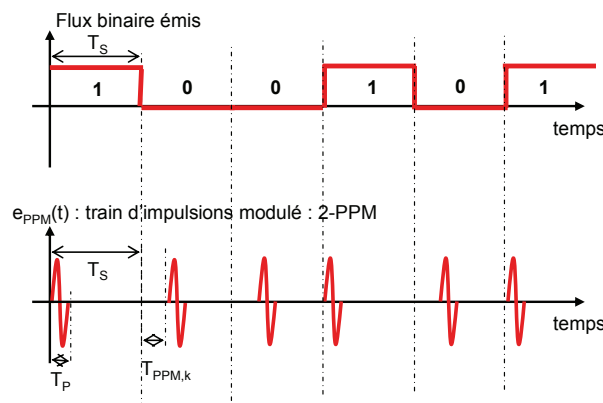


Figure 2.24 –Modulation binaire de position : 2-PPM.

### 2.3.2.4 – Modulation de forme – PSM

L'information à émettre  $D_k$  est codée par l'utilisation de  $M$  impulsions de formes différentes pour une M-PSM (Pulse Shape Modulation). Pour une 2-PSM, on utilise deux formes d'impulsion différentes. Par exemple, un un binaire ( $D_k = 1$ ) est transmis via une impulsion de forme Gaussienne, alors qu'un zéro binaire ( $D_k = 0$ ) est transmis grâce à la première dérivée d'une Gaussienne. La figure 2.25 illustre cet exemple. La modulation PSM est définie comme suit :

$$e_{PSM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_{D_k}(t - k T_S), \quad (2.29)$$

où  $p_{D_k}(t)$  représente les différentes formes d'impulsion possibles associées aux données à émettre  $D_k$ . pour le symbole  $k$ .

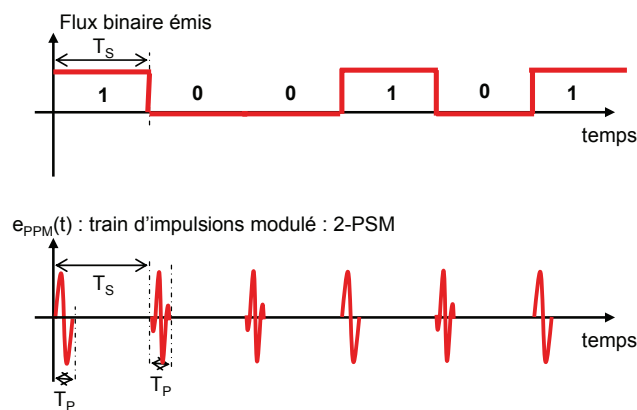


Figure 2.25 – Modulation binaire de forme (2-PSM).

### 2.3.2.5 – Transmission de référence – TR

Cette technique, applicable à tous les types de modulation, consiste en l'émission d'une impulsion de référence avant d'émettre l'impulsion modulée. Deux impulsions sont donc transmises pour représenter un symbole. La TR-PPM (Transmitted Reference PPM) est la combinaison la plus souvent déployée. La figure 2.26 illustre un exemple.

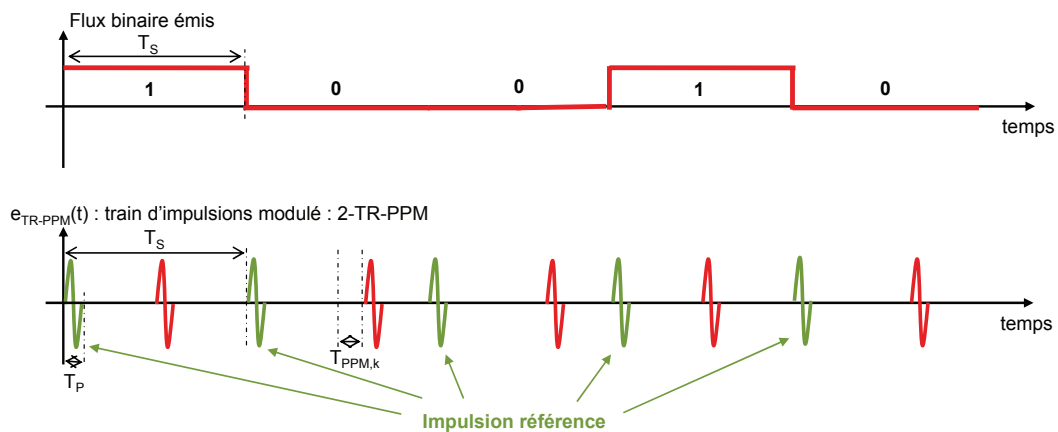


Figure 2.26 – Train d'impulsions modulé TR-PPM.

## 2.3.3 – Étalement de spectre

Les techniques d'étalement de spectre permettent de rendre le signal UWB plus résistant aux perturbateurs à bande étroite. Le support de communication multi utilisateurs est également possible.

L'idée est d'étaler le bit à émettre sur  $N$  impulsions. On appelle  $N$  le gain de traitement. Plus  $N$  est grand, plus la liaison est robuste et plus il est possible de supporter un grand nombre d'utilisateurs.

Considérons uniquement des modulations binaires. Le temps bit  $T_B$  est décomposé en  $N$  chip de durée  $T_C$ :  $T_B = N.T_C$ . Un chip contient une impulsion. Il y a donc  $N$  trames ou impulsions par bit. La figure 2.27 illustre ce découpage.

Pour une modulation BPSK, le train d'impulsions se définit comme suit :

$$e_{BPSK}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} A_{Dk} p(t - kT_B - iT_C), \quad (2.30)$$

où  $k$  indice les bits à émettre,  $i$  indice les chips dans le bit  $k$ ,  $A_{Dk}$  prend soit la valeur +1 soit la valeur -1 pour modéliser la modulation BPSK.

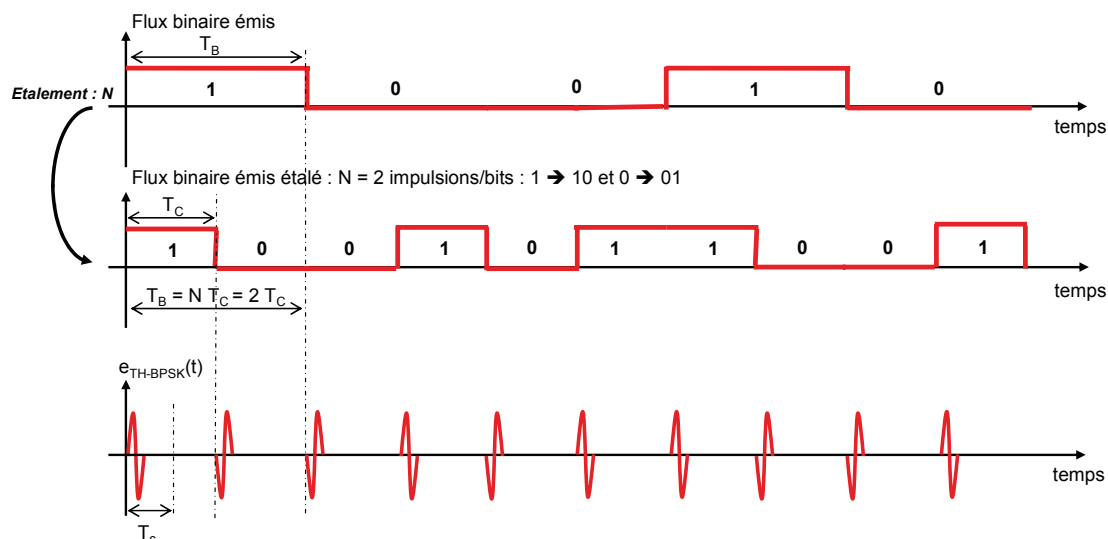


Figure 2.27 – Illustration d'un train d'impulsion avec étalement de spectre, et modulation BPSK. On distingue le découpage du canal en bit ( $T_B$ ), et chip ( $T_C$ )



## 2.4 – Les solutions de récepteurs UWB par impulsion

Nous avons présenté l'émission des signaux IR-UWB ainsi que les modifications et perturbations introduites par le canal. Cette partie a pour vocation d'exposer les techniques de réception permettant, à partir des signaux UWB reçus, de déterminer le bit d'information émis. Nous ne présenterons ici que la partie détection d'un récepteur car c'est la seule qui diffère d'une approche à une autre. En effet, les premiers étages d'un récepteur sont un filtre et un amplificateur le plus souvent à faible bruit. Trois approches existent : cohérentes, non cohérentes et différenciellement cohérentes. Elles utilisent chacune un compromis simplicité – performance différent. L'approche cohérente est la plus complexe et la plus performante, elle permet l'utilisation de la phase du signal reçu. Les approches différentielles déterminent la phase du signal reçu par rapport à l'impulsion précédente. Enfin les approches non cohérentes ne conservent pas l'information de phase mais travaillent sur l'énergie du signal reçu.

### 2.4.1 – Récepteurs cohérents

Le plus répandu des récepteurs cohérents est le récepteur Rake [69] [70]. Ce récepteur est optimal car il combine les différentes répliques issues des multi trajets du canal pour accroître la puissance du signal reçue et améliorer la robustesse de la liaison. Il existe trois types de Rake : le A-Rake (all-Rake), le S-Rake (selective-Rake) et le P-Rake (partial-Rake) [93]. Le récepteur Rake profite de la diversité apportée par un canal sélectif en fréquence pour améliorer la robustesse de la liaison.

La figure 2.28 présente le schéma de principe des récepteurs Rake, où l'on distingue l'utilisation de  $L_r$  branches ou doigts. Chaque doigt comprend un corrélateur en charge de la démodulation et deux éléments pour compenser en gain et phase chaque multi trajets du canal. Les  $L_r$  doigts ont un retard différent pour prendre en compte le temps de parcours des différents multi trajets. Enfin, l'ensemble de ces doigts est combiné avant de prendre la décision concernant le bit reçu.

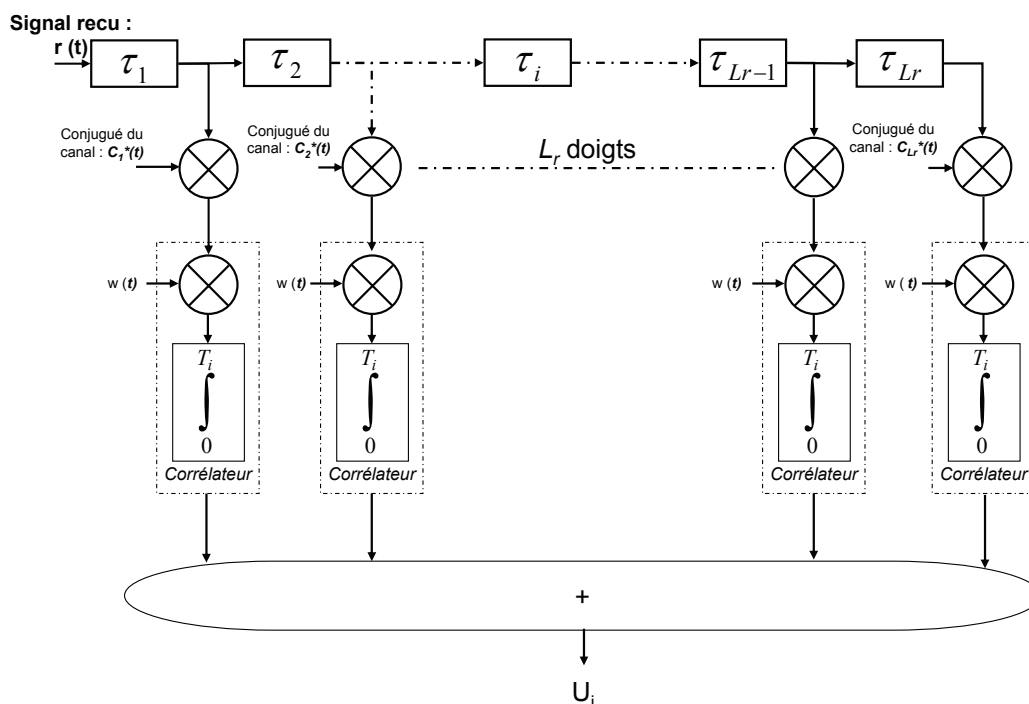


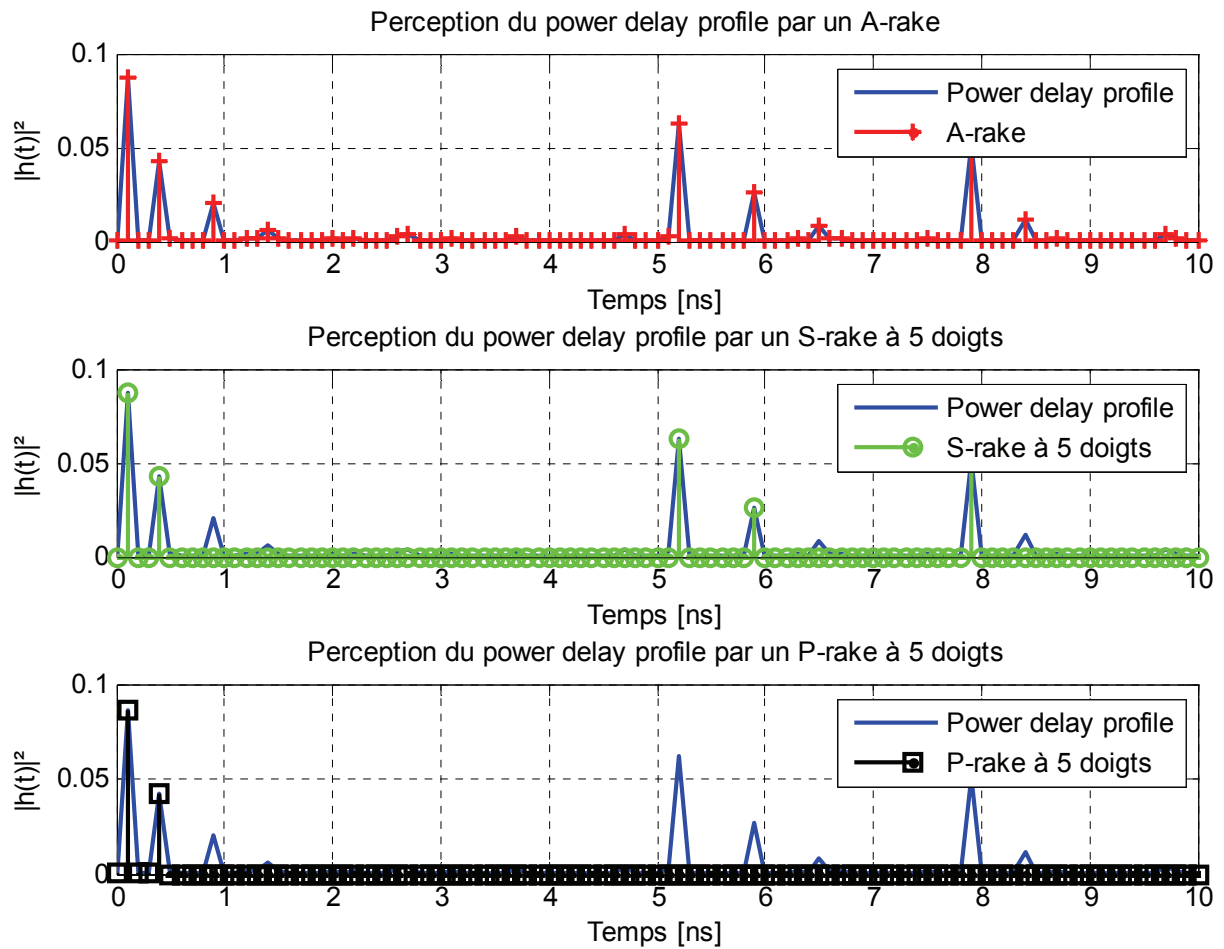
Figure 2.28 – Schéma de principe du récepteur Rake MRC à  $L_r$  doigts

Le A-Rake est le Rake idéal, il capture tous les multi trajets du canal en utilisant autant de doigts qu'il y a de multi trajets. L'implémentation d'un A-Rake n'est pas possible car il nécessite une infinité de doigts et de corrélateurs. Plus la bande du signal est grande, plus la résolution du récepteur est fine et plus le nombre de multi trajets distingués est important. Pour combiner les multi trajets deux techniques cohérentes sont utilisées : EGC (Equal Gain Combining) et MRC (Maximum Ratio Combining) [38] [69] [94]. Elles requièrent deux niveaux distincts de connaissances du canal ou estimation du canal. La technique MRC utilise le gain et la phase de chaque multi trajet alors que la technique EGC n'utilise que la phase. La technique MRC a donc de meilleures performances (BER versus  $E_b/N_0$ ) que la technique EGC.

Le S-Rake est un Rake dont l'implémentation est faisable. Il travaille sur les  $L_r$  plus forts trajets du canal que l'estimation du canal a sélectionné. Plus l'estimation du canal est performante plus le rapport signal à bruit sera fort. Le S-Rake a une complexité réduite par rapport au récepteur A-Rake.

Le P-Rake est une approximation du S-Rake où l'on ne travaille que sur les  $L_r$  premiers trajets qui sont le plus souvent les plus forts.

La figure 2.29 illustre via un *power delay profile* la différence entre les trois types de Rake. Elle permet de comprendre que le A-Rake a de meilleures performances que le S-Rake qui surpasse le P-Rake. Plus le nombre de doigts est grand, plus le récepteur Rake est performant [95].



En considérant l'absence d'interférence inter symbole (ISI) et le signal reçu  $r(t)$  défini comme suit :

$$r(t) = \sum_{n=1}^{L_r} a_n s(t - \tau_n) + n(t), \quad (2.31)$$

où  $n$  indice les trajets de 1 à  $L_r$  qui est le nombre de trajets pris en compte,  $a_n = |a_n| e^{j\theta_n}$  est le gain du trajet,  $\tau_n$  le retard du trajet et  $n(t)$  le bruit Gaussien, on peut exprimer la variable de décision pour le bit  $i$  pour les techniques MRC et EGC via les équations (2.32) et (2.33). Pour chaque doigt, le récepteur optimal est

utilisé. Il consiste, pour des modulations binaires utilisant des signaux de formes antipodales ou orthogonales en deux *matched filter* construits sur la forme d'impulsion attendue. Deux corrélations croisées peuvent être utilisées. La décision se fait en sélectionnant la sortie du corrélateur possédant la plus forte énergie [69]. Pour la technique MRC [96], on obtient, en généralisant sur les  $L_r$  doigts, la variable de décision suivante :

$$U_i^{MRC}(t) = \sum_{n=1}^{L_r} a_n^* \int_0^{T_i} r(t - \tau_n) w_i(t) dt, \quad (2.32)$$

où  $a_n^*$  est le complexe conjugué de  $a_n$ ,  $w_i$  est la forme de l'impulsion,  $T_i$  le temps d'intégration. Ainsi les trajets sont combinés avec une importance pondérée par le comportement du canal et compensés en phase [69]. La technique MRC est la technique optimale. Elle nécessite une connaissance du canal en gain et phase [69]. Elle permet d'atteindre les performances d'un canal Gaussien puisque tous les trajets ont été compensés idéalement.

La technique EGC exprime la variable de décision associée au bit  $i$  comme suit :

$$U_i^{EGC}(t) = \sum_{n=1}^{L_r} e^{-j\theta_n} \int_0^{T_i} r(t - \tau_n) w_i(t) dt. \quad (2.33)$$

On constate que les trajets sont compensés en phase mais combinés avec un poids équivalent. L'estimation du canal est faite en phase uniquement.

[72] [97] [98] montrent qu'environ 50 doigts sont nécessaires, dans les canaux UWB entre 3 et 10 GHz, pour avoir une perte de performance négligeable. Ces 50 doigts correspondent aux trajets contenant 85% de l'énergie de la réponse impulsionnelle du canal. L'étalement des échos du canal et le nombre de trajets significatifs impactent le nombre de doigts nécessaires pour un Rake. [67] montre également que plus le nombre de doigts est grand, moins il y a de différence de performance entre un P-Rake et un S-Rake.

## 2.4.2 – Récepteurs différentiellement cohérents

Les solutions cohérentes sont les plus performantes mais leur complexité est élevée. Une estimation fine du canal, et une bonne synchronisation sont requises. L'impulsion ou le template utilisé dans la corrélation optimale, est difficile à obtenir. Les solutions différentiellement cohérentes réduisent la complexité du récepteur et offrent des performances sous optimales.

L'idée est d'utiliser des modulations différentielles (DBPSK ou TR) où l'information est codée par rapport à l'impulsion précédente. La démodulation consiste toujours en une corrélation mais cette fois-ci avec l'impulsion reçue précédemment. On est alors capable de récupérer la phase relative de l'impulsion reçue. Pour ce faire, en réception une cellule retard est utilisée pour aligner les deux impulsions à corrélérer. La corrélation de l'impulsion reçue est donc faite avec l'impulsion précédente qui est l'estimation parfaite du canal, s'il est resté stationnaire entre les deux impulsions. Cette optimalité n'est présente que pour un cas de transmission sans bruit ce qui n'est jamais le cas. Ceci explique la dégradation de performances par rapport aux récepteurs A-Rake cohérents. L'utilisation de la solution *transmitted reference* (TR) implique la nécessité d'utiliser deux impulsions pour transmettre un bit. Le débit est donc deux fois moins élevé. La modulation DBPSK réduit cet inconvénient.

La figure 2.30 illustre le principe des émetteurs-récepteurs différentiellement cohérents [67] [99]. Dans le cas d'implémentation analogique, la difficulté de cette solution est l'implémentation de la cellule retard.

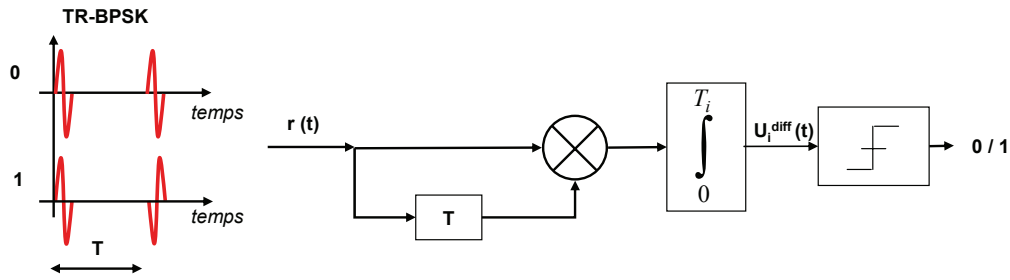


Figure 2.30 – Principe et schéma d'un récepteur différentiellement cohérent. On considère l'exemple d'une modulation Transmitted-Reference BPSK. Le démodulateur associé est composé d'une cellule retard, d'un corrélateur et d'un comparateur.

A la sortie du corrélateur, et donc à l'entrée du bloc de décision via un comparateur, la variable de décision, pour un récepteur différentiellement cohérent, s'exprime comme suit pour le bit  $i$  :

$$U_i^{diff} = \int_0^{T_i} (r(t) + n(t))(r(t - T) + n(t - T)) dt, \quad (2.34)$$

où  $r(t)$  est le signal reçu,  $n(t)$  le bruit additif Gaussien,  $T$  le retard introduit par le récepteur différentiel, et  $T_i$  le temps d'intégration.

### 2.4.3 – Récepteurs non cohérents

Ce sont les récepteurs les plus simples mais les moins performants. Ils ne récupèrent pas l'information de phase du symbole transmis mais l'énergie contenue. Le principe est la détection d'énergie illustrée par la figure 2.31. Le récepteur est peu complexe. Il contient deux éléments principaux : un bloc qui élève au carré le signal et un second qui intègre sur l'intervalle de temps  $T_i$ . L'inconvénient des techniques non cohérentes est que le bruit est également mis au carré avec le signal utile.

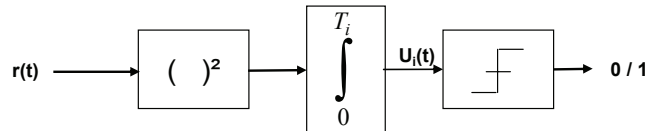


Figure 2.31 – Principe et schéma d'un récepteur non cohérent par détection d'énergie pour une modulation OOK.

Deux modulations s'adaptent bien à cette technique : la modulation OOK et la modulation PPM. Pour la modulation OOK, le récepteur va rechercher la présence d'énergie traduisant la réception d'un un binaire. Pour la modulation PPM, le récepteur cherche à déterminer la présence d'énergie dans un intervalle de temps. En fonction de la position de l'énergie, alors, on peut distinguer un zéro d'un un binaire. Dans les deux cas, la durée de l'intégration  $T_i$  est déterminante pour les performances en démodulation. Il existe un  $T_i$  optimal permettant de maximiser l'énergie collectée et donc d'améliorer les performances. Un temps d'intégration trop court ne permet pas de profiter de toute l'énergie apportée par les multi trajets, alors qu'un temps d'intégration trop long va rajouter plus de bruit que de signal utile si les multi trajets ont cessé d'arriver. Le temps d'intégration est donc lié au canal et à l'étalement des échos. Il existe un temps d'intégration optimal pour un canal donné, comme le montre la figure 2.32 avec un exemple.

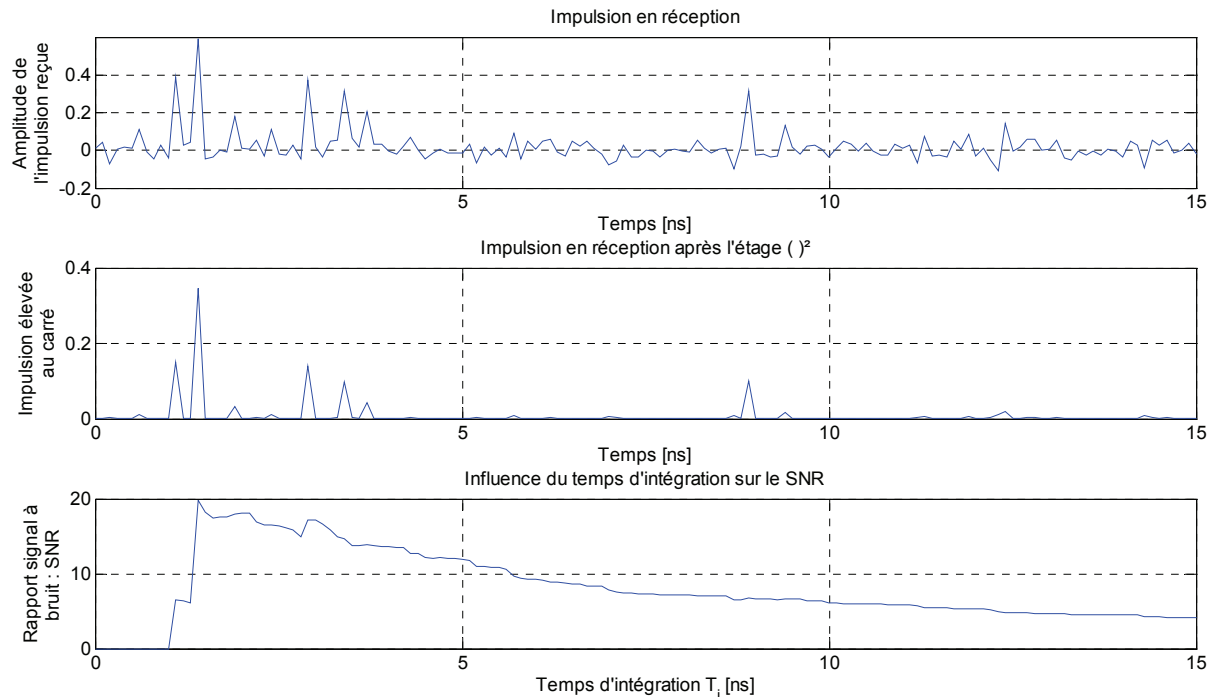


Figure 2.32 – Illustration de l'existence d'un temps d'intégration optimal pour les solutions non cohérentes.

Les performances en taux d'erreur binaire sont dégradées de 6 dB pour une modulation non cohérente 2-PPM par rapport à une modulation BPSK avec un récepteur Rake [67]. De plus, les architectures non cohérentes profitent moins du gain apporté par l'étalement de l'information sur plusieurs impulsions que les architectures cohérentes.

## 2.4.4 – Conclusion sur les récepteurs IR-UWB

Trois types de récepteur UWB sont utilisés : cohérent, non cohérent et différentiellement cohérent. Pour les comparer, les critères sont la complexité, et le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit. A débit binaire équivalent, le critère de portée radio est lié aux performances en démodulation (BER versus  $E_b/N_0$ ).

Le plus performant et le plus complexe est le récepteur cohérent et son implémentation Rake MRC. Ce récepteur requiert une estimation du canal précise où chaque multi trajets considéré doit être estimé par son retard, sa phase et son amplitude. Dans le cas d'un canal avec de très nombreux multi trajets, il est nécessaire d'avoir un grand nombre de doigts ce qui complexifie le récepteur. Plus le nombre de doigts est élevé, plus le récepteur Rake est performant, mais plus une estimation fine et une synchronisation précise du canal est requise. L'implémentation d'un tel récepteur peut donc être coûteuse. On peut l'envisager aussi bien en analogique qu'en numérique. Il existe des Rake moins complexes et moins performants comme le Rake EGC.

Les récepteurs différentiellement cohérents sont une solution pour réduire le besoin en synchronisation et en estimation du canal. L'estimation est faite par la version précédente de l'impulsion reçue. La synchronisation est faite par une cellule retard et l'utilisation de l'impulsion précédente. La complexité est fortement réduite. En contrepartie le temps d'intégration doit être ajusté pour maximiser le rapport signal à bruit. Les performances en démodulation sont inférieures au récepteur Rake MRC. Dans le cas des modulations *transmitted reference* (TR), le débit est divisé par deux. L'implémentation analogique de cette solution pose un problème pour la cellule retard, qui nécessite une ligne à retard de plusieurs mètres.

La solution non cohérente réduit encore la complexité. L'information est présente uniquement dans le niveau d'énergie collecté. Les informations de phase ou de forme ne sont pas nécessaires. Le temps d'intégration a également son importance dans les performances de démodulation (BER versus  $E_b/N_0$ ). Les récepteurs non cohérents ne profitent pas efficacement du gain de traitement. Les modulations les plus souvent employées sont la PPM ou la OOK.

---

Pour notre problématique de conception d'une interface radio adaptée aux réseaux de microsystemes communicants, les solutions UWB cohérentes, de par leur robustesse doivent permettre de couvrir la plus grande gamme de besoin des applications. Nous proposerons, dans les chapitres suivants, des solutions pour diminuer la complexité du récepteur, notamment en proposant des innovations sur la synchronisation et l'estimation du canal. L'objectif est de développer un récepteur IR-UWB Rake cohérent haut débit reconfigurable simple peu gourmand en énergie afin de répondre à l'ensemble des exigences des réseaux de microsystemes communicants.

## 2.5 - Conclusion

Ce chapitre 2 présente le canal UWB, les émetteurs et les récepteurs associés à une communication UWB par impulsion (IR-UWB). L'ensemble de ces éléments est décrit mathématiquement afin de fournir un cadre de comparaison objectif et équitable nécessaire aux décisions de conception.

La propagation d'un signal à impulsion sur un canal UWB est présentée. Le comportement, la mesure et la modélisation d'un tel canal sont présentés. Le canal UWB est un canal très large bande, sélectif en fréquence, comportant un grand nombre de multi trajets. Dans le monde académique, la modélisation des effets à petite et grande échelle est faite par trois modèles fournis par les groupes de travail de l'IEEE. Deux modèles sont dédiés aux communications bas et haut débit entre 3,1 et 10,6 GHz alors que l'IEEE 802.15.3c propose un modèle de canal UWB à 60 GHz prenant en compte les antennes directives. Ces modèles seront utilisés pour choisir notamment quelle est la bande de fréquence la plus adaptée aux systèmes de communications que l'on propose.

Les modèles mathématiques des signaux IR-UWB à l'émission sont introduits. Les modulations possibles et l'étalement de spectre sont présentés.

Les différentes techniques de détection pour les récepteurs IR-UWB sont détaillées. Trois techniques existent : cohérente, différentiellement cohérente et non cohérente. La solution cohérente est la plus performante. La solution non cohérente est la plus simple. La troisième solution est un compromis des deux.

Chacune de ces solutions peut être optimisée pour un canal et un environnement donnés. Nous proposerons dans le cadre des réseaux de microsystemes communicants, une solution cohérente reconfigurable, permettant en fonction du canal, des besoins de l'application et des ressources disponibles, d'adapter dynamiquement le récepteur. La reconfigurabilité apporte une flexibilité dynamique permettant un ajustement en temps réel du compromis complexité – performance.

---

# **Chapitre 3 : Conception système pour un émetteur-récepteur IR-UWB adapté aux réseaux de microsystemes communicants : architectures et contraintes d'implémentations**

---

<b>3.1 – Introduction .....</b>	<b>64</b>
<b>3.2 – Etude conjointe capacité du canal et architecture.....</b>	<b>65</b>
3.2.1 - Introduction à la capacité d'un canal Gaussien.....	65
3.2.2 - Capacité d'un canal IR-UWB .....	66
3.2.3 – Impact de l'architecture système.....	72
<b>3.3 – Implémentations et contraintes .....</b>	<b>84</b>
3.3.1 – Implémentation mostly analog.....	84
3.3.2 – Implémentation mostly digital .....	85
3.3.3 – Implémentation classique dite mixte.....	86
<b>3.4 – Dimensionnement optimal d'un système MB-IR-UWB à implémentation mixte.....</b>	<b>89</b>
3.4.1 – Expression du besoin et de l'originalité de l'approche. ....	89
3.4.2 – Formulation du problème d'optimisation pour la conception et le dimensionnement d'un système MB-IR-UWB. ....	89
3.4.3 – Jeu de contraintes pour le dimensionnement d'un système MB-IR-UWB. ....	90
3.4.4 – Solution du problème d'optimisation. ....	91
3.4.5 – Application numérique de la méthodologie proposée.....	92
<b>3.5 – Conclusion : quelle architecture et implémentation pour une interface radio IR-UWB adaptée aux réseaux de microsystemes communicants ? .....</b>	<b>97</b>
<b>Contributions .....</b>	<b>99</b>



## **3.1 – Introduction**

En présentant l'IR-UWB, nous avons montré que cette technologie radio a les capacités intrinsèques pour répondre aux exigences et besoins des réseaux de microsystèmes communicants, comme la faible consommation, la simplicité, l'encombrement réduit et le faible coût. Les chapitres précédents nous ont montré la grande flexibilité d'IR-UWB en fonction de la technique choisie. On peut ajuster le curseur sur telle ou telle propriété. Il est donc nécessaire de sélectionner, parmi la multitude d'implémentations et d'architectures, la plus adaptée. Pour ce faire, nous proposons dans ce chapitre une étude conjointe sur la capacité du canal, l'architecture et les contraintes d'implémentation. L'objectif est de définir, à l'issue de ce chapitre, la ou les implémentations les plus adaptées à notre contexte. Les critères de sélection sont : la capacité à supporter du haut débit, la reconfigurabilité, et la consommation la plus faible possible. En effet, pour que l'interface radio IR-UWB proposée soit capable de supporter la plus grande gamme d'applications possible, il est indispensable qu'elle soit reconfigurable et à très haut débit. Ces deux paramètres offrent une vaste flexibilité dans les compromis dépendant du débit, de la portée, du taux d'erreur binaire, de la résistance aux interférences et de la consommation.

Nous allons donc parcourir les implémentations, les contraintes matérielles, les architectures, la bande de fréquence utilisée et le type d'antenne au niveau système pour déterminer l'architecture offrant reconfigurabilité, débit et consommation réduite.

---

## 3.2 – Etude conjointe capacité du canal et architecture

Le critère débit est un des éléments les plus importants pour déterminer l'architecture la plus adaptée à notre contexte de réseaux de microsystèmes communicants où la simplicité et la faible consommation sont requises. Déterminer le débit maximal supporté revient à évaluer la capacité du canal. Nous proposons d'évaluer la capacité du canal en IR-UWB en fonction de l'architecture système utilisée. Nous tiendrons compte de la contrainte de simplicité dans la formulation de la capacité du canal en IR-UWB pour respecter le contexte d'étude.

### 3.2.1 - Introduction à la capacité d'un canal Gaussien

Shannon montre que la capacité maximale d'un canal Gaussien est fonction de la bande  $B$  du signal, et du rapport signal à bruit ( $P$ ) à bruit ( $N_0 B$ ) [3] [69]:

$$C = B \times \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 B} \right). \quad (3.1)$$

Cette relation exprime la limite en débit d'une communication fiable pour un canal de bande  $B$  avec un bruit blanc Gaussien. Elle est fonction de la résolution du canal en temps et en amplitude. La résolution en temps du canal s'exprime avec le débit des moments maximum imposé par le critère de Nyquist assurant l'absence d'interférences inter symboles :

$$\dot{M}_{\max} = 2 \times B. \quad (3.2)$$

Le débit des moments maximum traduit la limite en temps d'inertie du canal après laquelle les symboles se chevauchent et ne sont plus différenciables. La résolution en amplitude du canal dépend du rapport signal à bruit, elle représente le nombre d'états différents que l'on peut distinguer en présence de bruit:

$$Dm_{\max} = \frac{1}{2} \times \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 B} \right). \quad (3.3)$$

La capacité du canal est le produit de l'équation (3.2) et (3.3). La figure 3.1 illustre la capacité d'un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise) en fonction de la bande  $B$  et de la puissance  $P$  du signal pour une configuration UWB entre 3,1 et 10,6 GHz. La puissance  $P$  est limitée par la réglementation à -41,3 dBm/MHz. La bande  $B$  est, elle aussi, limitée par la réglementation à 7,5 GHz.

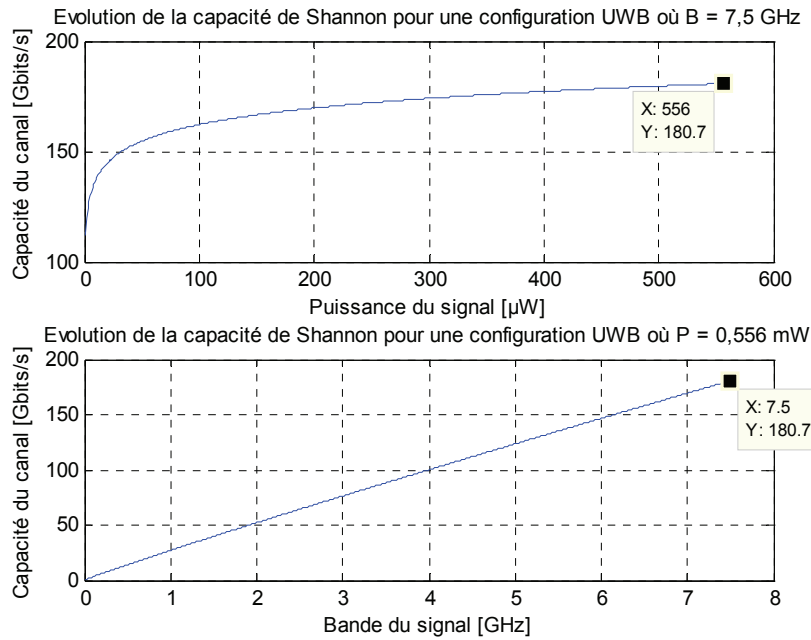


Figure 3.1 – Illustration de la capacité d’un canal AWGN de 7,5 GHz de bande et avec une puissance limitée à la réglementation UWB.

On constate que pour une configuration UWB le débit maximal ne peut dépasser 180 Gbits/s pour une puissance  $P$  de 0,556 mW et une bande  $B$  de 7,5 GHz. Ceci n’est valable que si on peut considérer le canal UWB comme un canal à la fois Gaussien et dont la réponse en fréquence est constante sur  $B$ , mais ce n’est jamais le cas. En effet, nous avons montré dans le chapitre 2 que le canal UWB est un canal sélectif en fréquence et mobile où les multi trajets sont très présents. La formule de Shannon n’y est plus applicable.

### 3.2.2 - Capacité d’un canal IR-UWB

La capacité d’un canal peut être évaluée en reprenant l’approche utilisée par Shannon avec la décomposition via la résolution en temps et la résolution en amplitude.

#### 3.2.2.1 – Résolution en amplitude d’un canal IR-UWB

La résolution en amplitude suit toujours l’équation (3.3). Elle traduit, en fonction du rapport signal à bruit disponible au niveau du récepteur, la possibilité d’utiliser des modulations M-aire. Plus le rapport signal à bruit est fort, plus il est possible d’utiliser des modulations avec une valence élevée. Un exemple de modulation M-aire est représenté sur la figure 3.2 : la 4-PAM où un symbole contient deux bits.

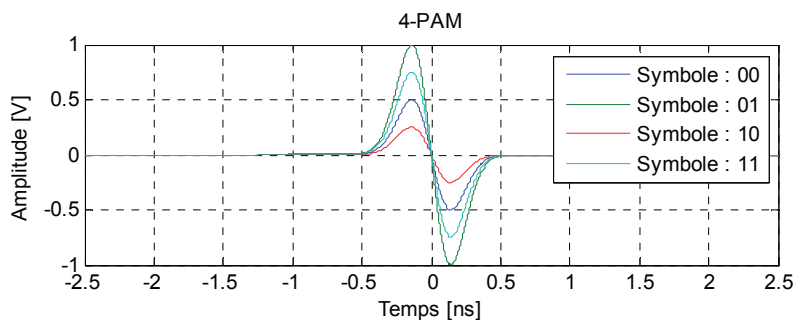


Figure 3.2 – Illustration de modulations à impulsion M-aire : la 4-PAM, permettant de profiter de la résolution en amplitude du canal quand l’énergie disponible est favorable.

L’utilisation d’une modulation M-aire, permet, si l’énergie disponible au niveau du récepteur l’autorise, de multiplier le débit par  $\log_2(M)$  par rapport à une modulation binaire ( $M=2$ ). Le déploiement d’une

modulation à  $M = 4$  états double le débit possible d'une modulation binaire, alors qu'une modulation à  $M = 8$  états le triple. Le tableau 3.1 montre l'augmentation en débit offert par l'utilisation de modulation à 4 ou 8 états. Nous démontrons dans la suite du chapitre comment sont obtenues ces valeurs de capacité du canal IR-UWB (équation (3.7)).

Tableau 3.1 – Impact des modulations  $M$ -aire sur la capacité du canal pour une bande de 7,5 GHz et une impulsion de 133 ps.

Canal UWB Étalement des échos $T_d$ [ns]	Capacité du canal [Mbits/s]		
	Modulation à 2 états	Modulation à 4 états	Modulation à 8 états
100	9.99	19.97	29.96
80	12.48	24.96	37.44
60	16.63	33.26	49.89
40	24.92	49.83	74.75
20	49.67	99.34	149.01
10	98.68	197.37	296.05
5	194.81	389.61	584.42
2	468.75	937.50	1406.25
1	882.35	1764.71	2647.06

### 3.2.2.2 – Résolution en temps d'un canal IR-UWB

La résolution en temps doit prendre en compte l'étalement des échos apportés par la propagation par trajets multiples dans le canal UWB. Le rythme maximal d'émission d'impulsion est limité par la présence d'interférences inter symbole (ISI) ou interférences inter impulsion. La présence d'ISI dépend de la durée de l'étalement des échos ( $T_d$ ) du canal considéré et de la durée de l'impulsion comme l'illustre la figure 3.3 [100]. Sans interférence inter symbole, le taux d'erreur ne dépend que du rapport signal à bruit. Le phénomène d'*error floor* n'est plus présent. En effet, dans un canal avec ISI, l'augmentation du rapport signal à bruit ne permet pas de faire diminuer le nombre d'erreurs en dessous du seuil *error floor* [100].

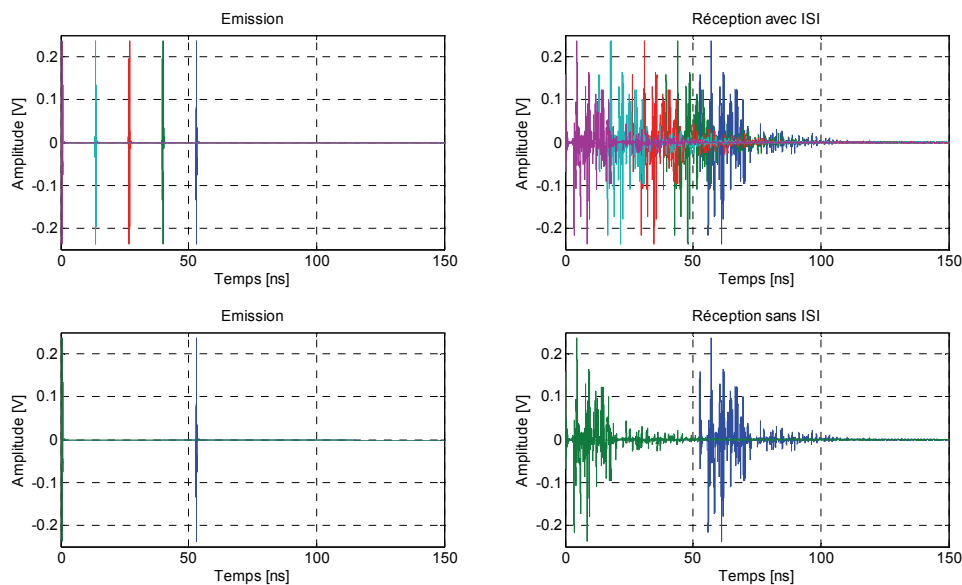


Figure 3.3 – La présence d'interférence inter symbole (ISI) limite le rythme d'émission des impulsions UWB et donc le débit. L'étalement des échos ( $T_d$ ) du canal impacte donc la capacité du canal. L'environnement Office LOS du modèle de canal IEEE 802.15.4a est utilisé. Le débit maximal, i.e. la capacité du canal, est atteinte quand le rythme des impulsions est égal à la durée de l'impulsion et l'étalement des échos.

Le cas optimal pour le transfert d'information est quand le rythme d'émission est égal à la somme de la durée de l'impulsion  $T_p$  et de l'étalement des échos  $T_d$ . En d'autres termes, l'émetteur IR-UWB ne transmet une impulsion que quand l'intégralité des échos de l'impulsion précédente est arrivée au récepteur. Le débit des moments maximal, ou la résolution en temps, dans un canal IR-UWB peut s'exprimer comme suit :

$$\dot{M}_{IR-UWB_{\max}} = \frac{1}{T_p + T_d} = \frac{1}{1/B + T_d}. \quad (3.4)$$

Le débit des moments maximal, caractérisant la résolution temporelle du canal, peut également s'exprimer en fonction du rapport cyclique  $\alpha$  (temps d'émission sur le temps de silence) de la transmission IR-UWB et de la bande  $B$  :

$$\alpha = \frac{T_p}{T_p + T_d}, \quad (3.5)$$

$$\dot{M}_{IR-UWB_{\max}} = \frac{\alpha}{T_p} = \alpha B. \quad (3.6)$$

La capacité d'un canal IR-UWB dépend donc des trois paramètres primordiaux d'une liaison IR-UWB : la durée de l'impulsion, le rapport cyclique et l'étalement des échos. La durée de l'impulsion traduit la nature ultra large bande du signal, plus l'impulsion est courte, plus la bande occupée est grande. Le rapport cyclique incarne la nature discontinue de la transmission IR-UWB. Plus le rapport cyclique est faible, plus on tend vers un comportement IR-UWB comme supposé à ses débuts. Plus le rapport cyclique est grand, plus la transmission à un comportement continu. Un rapport cyclique de 1 définit une transmission continue.

### 3.2.2.3 – Enoncé de la capacité d'un canal IR-UWB

On peut obtenir, via la résolution en temps et en amplitude, la capacité d'un canal IR-UWB :

$$C_{IR-UWB} = \frac{\alpha}{T_p} \times \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 B} \right) = \alpha B \times \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 B} \right) = \frac{1}{T_p + T_d} \times \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad (3.7)$$

L'équation (3.7) montre que la capacité du canal augmente avec le rapport signal à bruit, ce qui est le cas aussi pour un canal Gaussien. Elle croît également avec une augmentation du rapport cyclique ce qui est attendu car il exprime une augmentation du rythme d'émission. Plus la bande est grande, plus le débit maximal est élevé. Une réduction de la durée de l'impulsion et de l'étalement des échos du canal entraîne une augmentation de la capacité du canal.

Cette expression de la capacité de canal s'accorde bien avec le contexte des réseaux de microsystemes communicants. Elle ne considère que les récepteurs simples sans mécanisme d'égalisation. La complexité des mécanismes d'égalisation [100] [101] est proscrite par notre contexte d'étude : les réseaux de microsystemes communicants. Néanmoins, il faut savoir que l'égalisation permet un fonctionnement avec des interférences inter symboles et donc autorise un débit plus élevé [100] [102]. La contrainte de simplicité de notre approche permet une faible consommation, un faible coût et un encombrement réduit. On aura tendance à considérer principalement des modulations binaires pour la résolution en amplitude car elles simplifient le récepteur et permettent un fonctionnement avec un rapport signal bruit plus faible et donc une portée plus grande. Dans ce cas, la résolution en amplitude ne considère que deux états et la capacité du canal est uniquement fonction du débit des moments maximal :

$$C_{IR-UWB_{\text{binaire}}} = \dot{M}_{IR-UWB_{\max}} = \frac{1}{1/B + T_d}. \quad (3.8)$$

Dans la suite de notre étude nous nous concentrons donc principalement sur la résolution en temps du canal. Les bilans de liaison détermineront le rapport signal à bruit disponible et le choix de la valence de modulation. La figure 3.4 illustre la capacité du canal IR-UWB en fonction de la bande du signal pour une modulation binaire pour différents canaux (étalement des échos).

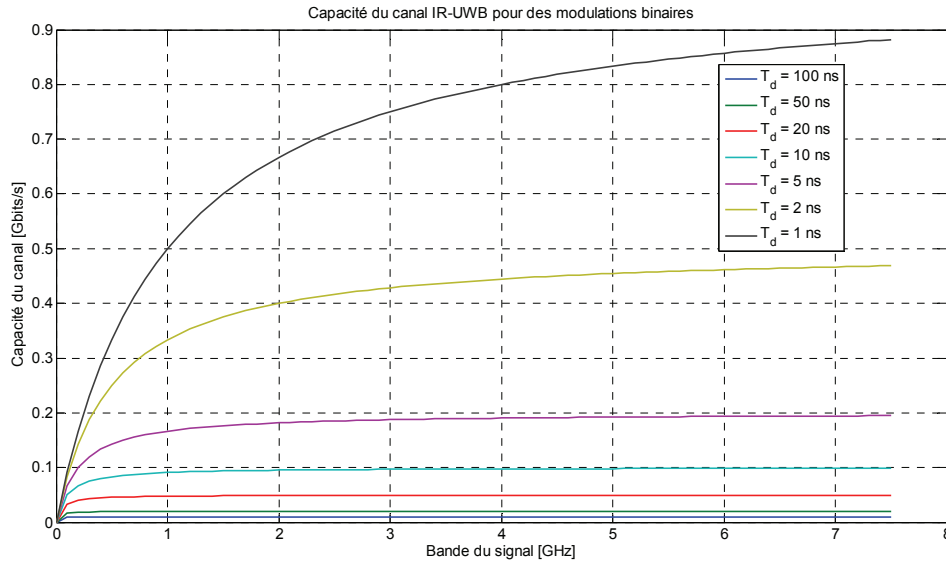


Figure 3.4 – Illustration de la capacité du canal IR-UWB pour différent étalement des échos.

### 3.2.2.4 – Analyse de la capacité du canal

La figure 3.4 indique que pour un canal avec 1 ns d'étalement des échos, si l'impulsion émise couvre 7,5 GHz, alors le système IR-UWB peut atteindre un débit d'environ 0,9 Gbits/s. Sur le même canal, si l'impulsion couvre 1 GHz, alors le débit est de 0,5 Gbits/s. Pour un canal avec un étalement des échos de 100 ns, la figure 3.4 montre que le débit maximal est de 10 Mbits/s. Plus l'étalement des échos est faible, plus la capacité du canal est importante. La figure 3.4 illustre que l'étalement des échos du canal intervient donc fortement dans la capacité du canal.

La figure 3.5 illustre le fait que pour les canaux où l'étalement des échos est faible, un fonctionnement au débit des moments maximum requiert un rapport cyclique en émission plus fort que pour un canal avec un étalement des échos important. Le rapport cyclique est un excellent indicateur de la consommation de l'émetteur, comme l'illustre les mesures de consommation du chapitre 4 ainsi que dans la référence [103]. Plus le rapport cyclique est fort, plus la consommation est importante. Le rapport cyclique moyen, et donc la consommation, sont plus élevés pour un canal avec un étalement des échos faible que pour un canal avec un étalement des échos fort.

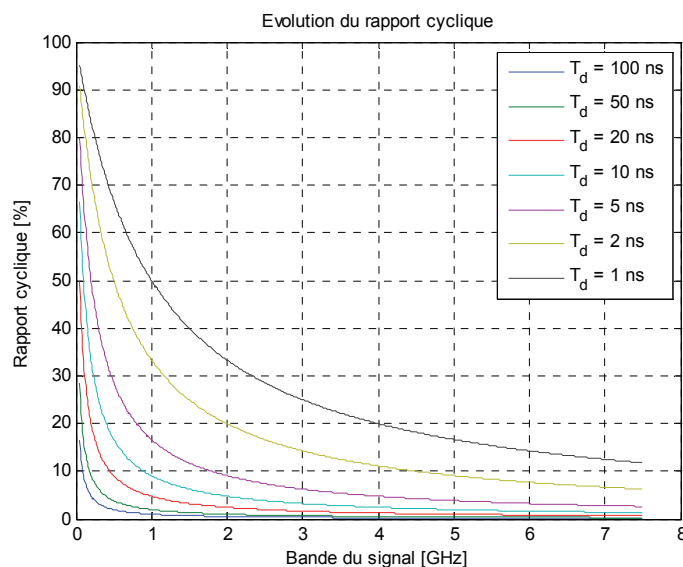


Figure 3.5 – Illustration de l'évolution du rapport cyclique en fonction de la bande utilisée par le signal et l'étalement des échos du canal pour atteindre le débit maximum sans ISI défini par la formule de la capacité du canal pour des modulations binaires.

Les figures 3.4 et 3.5 montrent que l'augmentation de la bande permet d'augmenter le débit, et permet de diminuer le rapport cyclique ainsi que la consommation. Une large bande implique un rapport cyclique plus faible.

Les figures 3.4 et 3.5 ainsi que le tableau 3.1 montrent que dans une configuration IR-UWB où la durée d'une impulsion est très courte, l'élément prédominant dans la capacité du canal est l'étalement des échos. En effet, pour une configuration classique IR-UWB dans la bande entre 3,1 et 10,6 GHz, la durée de l'impulsion est inférieure à deux nanosecondes, alors que l'étalement des échos se situe entre dix et cent nanosecondes. Ce rapport de force entre la durée de l'impulsion et l'étalement des échos est la raison de la présence d'une asymptote limitant la capacité du canal (figure 3.4) malgré une augmentation de la bande.

L'évolution de la capacité du canal IR-UWB en fonction de la bande atteint une asymptote égale à l'inverse de l'étalement des échos. Plus l'étalement des échos est important, plus cette asymptote est atteinte rapidement. L'augmentation de la bande utilisée n'est donc pas efficace, dans le sens où l'amélioration du débit est très faible dès que l'on se rapproche de l'asymptote. Comme le montre la figure 3.6 pour un étalement des échos de 50 ns, utiliser 1 GHz de bande ou 7 GHz de bande permet d'atteindre à peu près le même débit (respectivement 19,61 Mbits/s et 19,94 Mbits/s).

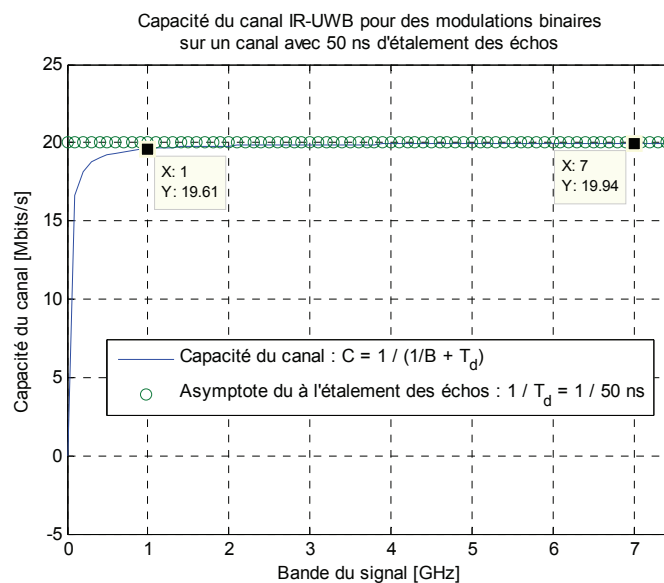


Figure 3.6 – Illustration de la présence d'une asymptote, fonction de l'étalement des échos, dans l'évaluation de la capacité du canal pour des modulations binaires.

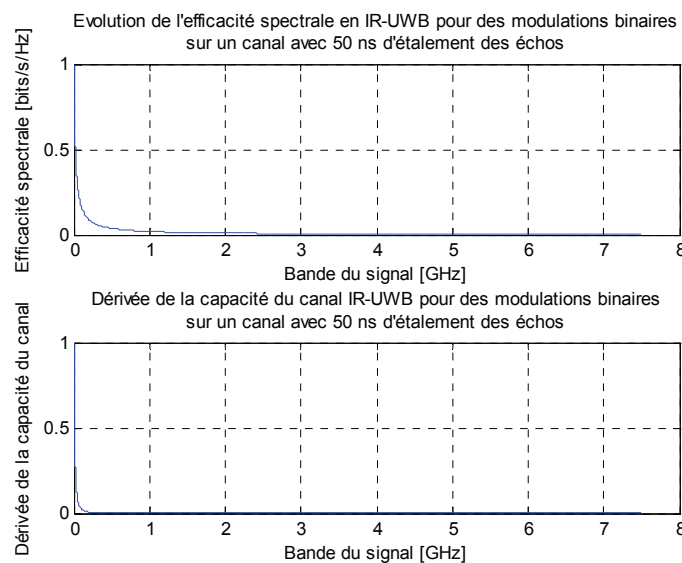


Figure 3.7 – Illustration du faible rendement de l'augmentation de la bande du signal pour accroître le débit maximal du canal. Plus la bande augmente, plus l'efficacité spectrale diminue et plus la dérivée de la capacité du canal tend vers 0.

Plus on se rapproche de l'asymptote plus l'efficacité spectrale diminue et la dérivée de la capacité du canal tend vers zéro comme le montre la figure 3.7. L'augmentation de la bande n'est pas toujours rentable à cause de l'étalement des échos du canal.

Pour un canal avec un étalement des échos très faible de l'ordre de 1 ns, l'asymptote est beaucoup plus éloignée donc l'augmentation de la bande du signal reste intéressante et efficace, comme le montre la figure 3.8, dans l'optique d'accroître le débit.

L'équation (3.9) confirme l'existence d'une asymptote limitant la capacité du canal IR-UWB pour des modulations binaires à l'inverse de l'étalement des échos :

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C_{IR-UWB}(B) = \lim_{B \rightarrow \infty} \frac{1}{\frac{1}{B} + T_d} = \frac{1}{T_d}. \quad (3.9)$$

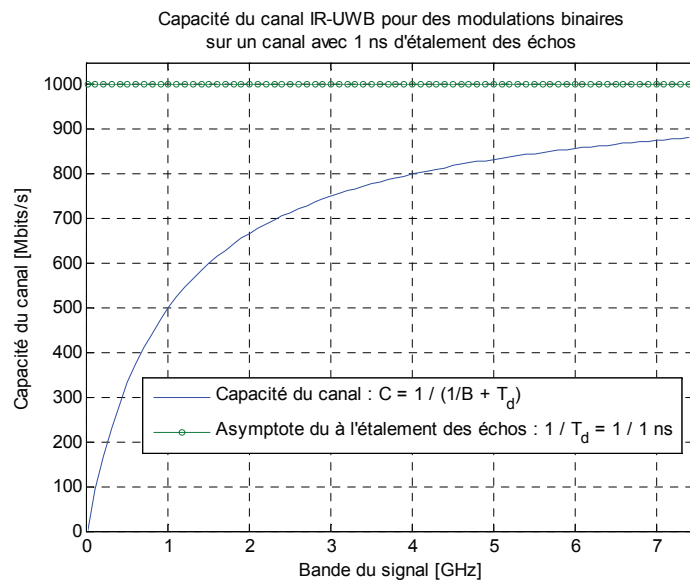


Figure 3.8 – Pour un étalement des échos plus faible, l'augmentation de la bande du signal est plus efficace. L'asymptote due à l'étalement des échos est plus difficile à atteindre.

Deux solutions sont possibles pour utiliser efficacement la bande disponible au regard du débit : soit diminuer l'étalement des échos, soit utiliser une architecture multi bande (MB-IR-UWB).

L'étalement des échos peut être diminué de plusieurs façons notamment en utilisant des antennes directives à 60 GHz. Quand l'étalement des échos est faible, c'est la largeur de bande utilisée qui définit en grande partie le débit maximal que le système IR-UWB peut atteindre.

Pour des canaux avec un fort étalement des échos, la segmentation de la bande en plusieurs sous bandes, qui chacune aura un rendement efficace débit – largeur de bande utilisée, permet d'atteindre un débit très élevé. C'est l'approche multi bandes IR-UWB (MB-IR-UWB) que nous détaillerons par la suite. Elle permet, dans certains cas, de multiplier le débit par  $n$  qui correspond au nombre de sous bandes déployé dans le système. Nous proposons de dimensionner de façon optimale au regard du débit et de la consommation les systèmes MB-IR-UWB en fonction du canal, de l'environnement, de la réglementation, des contraintes d'implémentation et de la consommation énergétique. Cette optimisation est l'objet d'une sous partie dans la suite du manuscrit (Partie 3.2.3).

Ces deux solutions permettent d'atteindre des débits plus élevés sans augmenter la complexité du traitement du signal. Les émetteurs-récepteurs IR-UWB restent ainsi viables dans le contexte des réseaux de microsystèmes communicants où la simplicité et la faible consommation sont requises.

### 3.2.2.5 – Applications numériques de la capacité du canal pour des modulations binaires



En utilisant les modèles de canaux UWB IEEE 802.15.4a, IEEE 802.15.3c, on peut obtenir des applications numériques pour la capacité du canal dans des environnements réels. En se basant sur l'évaluation statistique de l'étalement des échos, à partir de plusieurs réalisations de réponses impulsionnelles (le *power delay profile*), on peut estimer la capacité du canal statistique pour chaque environnement des modèles.

L'étalement des échos peut s'exprimer de plusieurs façons (cf. chapitre 2) : le retard moyen des trajets (*mean excess delay* :  $\tau_m$ ), la dispersion des retards (*RMS delay spread* :  $\tau_{RMS}$ ), le retard en excès qui considère  $x$  % de l'énergie du *power delay profile* (*excess delay* :  $\tau_{x\%}$ ). Le retard moyen indique autour de quel retard est répartie en moyenne l'énergie des multi trajets pour l'environnement considéré. La dispersion des retards  $\tau_{RMS}$  traduit où la puissance est concentrée. Le retard en excès à  $x$  % définit l'instant à partir duquel  $x$  % de l'énergie de l'impulsion émise est reçue. C'est l'écart temporel entre la première et la dernière (au sens  $x$  % de l'énergie) composante du signal.

La dispersion des retards est un bon indicateur pour comparer la présence d'interférences inter symbole entre différents environnements. Un environnement avec un  $\tau_{RMS}$  faible souffrira moins d'interférences inter symbole qu'un environnement avec un  $\tau_{RMS}$  fort. La dispersion des retards indique donc également quel environnement est le plus apte à supporter un débit élevé. Plus  $\tau_{RMS}$  est faible, plus le débit maximal, la capacité du canal, peuvent être importants comme le montre le tableau 3.2.

Le retard en excès à  $x$  % est donc la statistique sur l'étalement des échos du canal la plus appropriée pour l'évaluation de la capacité du canal. On associe donc à l'étalement des échos  $T_d$  de la formule de la capacité du canal, la valeur de  $\tau_{x\%}$ . La littérature [59] [67] [72] [83] [97] [98] [100] et la décroissance exponentielle de l'amplitude des trajets incitent à utiliser un seuil à 85 % pour la définition du retard en excès.  $\tau_{85\%}$  définit alors à partir de quelle durée 85 % de l'énergie de la réponse impulsionnelle, et donc de l'impulsion précédente, est reçue. Les multi trajets contenant 85 % de l'énergie arrivent donc avant ce délai. Les trajets restants sont assez faibles pour considérer qu'ils ne perturberont pas l'impulsion suivante. Cette valeur de 85 % est préconisée par [59] [67] [72] [83] [97] [98] [100], elle permet de considérer les trajets significatifs. Ces références montrent que si on considère 85 % de l'énergie de la réponse impulsionnelle, alors la dégradation de performance devient négligeable. On utilise donc, pour obtenir des applications numériques de la capacité du canal, dans des environnements réalistes de canal UWB, un étalement des échos :  $T_d = \tau_{85\%}$ .

Le tableau 3.2 donne les expressions de l'étalement des échos suivantes :  $\tau_{RMS}$ ,  $\tau_m$ , et  $\tau_{85\%}$  ainsi que la capacité du canal associé à  $\tau_{85\%}$  pour les canaux UWB du modèles IEEE 802.15.4a entre 3,1 et 10,6 GHz.

Tableau 3.2 – Etalement des échos et capacité du canal IR-UWB pour une bande de 7,5 GHz dans les environnements du modèle IEEE 802.15.4a en considérant l'étalement des échos en excès à 85 %.

Canal UWB IEEE 802.15.4a	Etalement des échos [ns]			Capacité du canal [Mbits/s]
	$\tau_m$	$\tau_{RMS}$	$\tau_{85\%}$	$C_{\tau_{85\%}}$
Indoor Residential LOS	15.66	16.56	30.12	33.06
Indoor Residential NLOS	20.16	19.46	37.80	26.37
Indoor Office LOS	9.05	9.96	17.25	57.52
Indoor Office NLOS	16.63	13.28	28.88	34.47
Outdoor LOS	24.95	29.19	50.07	19.92
Outdoor NLOS	70.68	74.95	134.48	7.43
Indoor Industrial LOS	6.11	9.17	13.34	74.22
Indoor Industrial NLOS	113.93	89.18	195.59	5.11
Open Outdoor	18.10	21.25	41.17	24.21

On constate que le débit possible va de quelques Mbits/s à plusieurs dizaines de Mbits/s. Le tableau 3.2 a pour vocation de donner une idée des débits atteignables et de visualiser qu'un canal avec beaucoup de multi trajets aura une capacité plus réduite.

### 3.2.3 – Impact de l'architecture système

Les débits présentés jusqu'à lors, et notamment ceux du tableau 3.2, sont obtenus pour un système mono bande qui utilise la bande disponible via une unique impulsion. Il existe deux solutions pour augmenter le débit et la capacité du canal : diminuer l'étalement des échos du canal ou segmenter la bande disponible en sous bande. La réduction de l'étalement des échos se fait par l'utilisation d'antenne directive

et d'un canal UWB autour de 60 GHz. La seconde approche de segmentation de la bande se fait via la technique multi bandes IR-UWB. La figure 3.9 présente les schémas bloc d'un système mono bande et d'un système multi bandes.

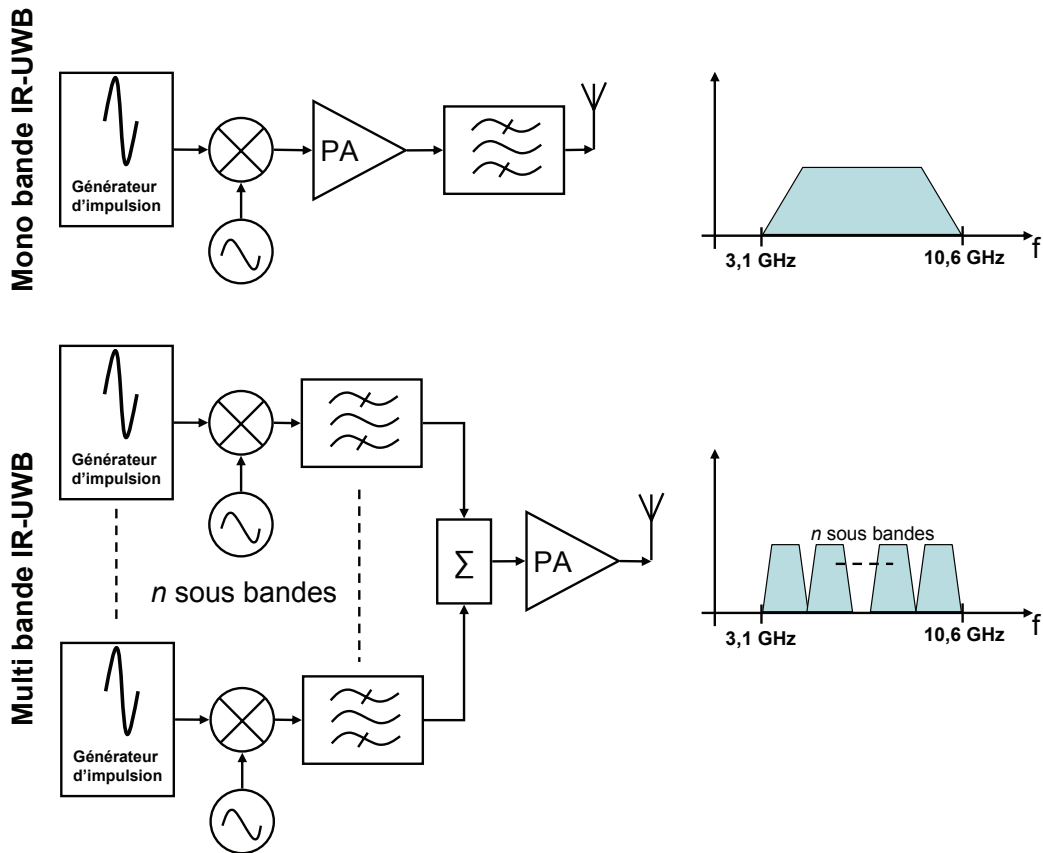


Figure 3.9 – Schéma bloc illustrant le principe des architectures mono et multi bande IR-UWB entre 3,1 et 10,6 GHz.

Cette sous partie est dédiée à la présentation de l'intérêt et de l'impact de chaque choix de conception sur le système : type d'antenne (omni directive ou directive), type d'architecture (mono ou multi bande) et la bande de fréquence utilisée (3 – 10 GHz ou 60 GHz), sur la capacité du canal tout en respectant les contraintes du contexte : reconfigurabilité, haut débit, simplicité, faible coût, faible consommation, et encombrement réduit. Nous présenterons chacune des combinaisons possibles parmi ces trois points de la conception système : antenne, bande de fréquence, et architecture.

### 3.2.3.1 – Architecture mono bande

On entend par mono bande, l'utilisation en une seule impulsion de la bande disponible comme l'illustre la figure 3.9. Si la bande disponible ou la bande que le système souhaite utiliser est de 1 GHz, alors le système transmet une impulsion de 1 ns couvrant la totalité de cette bande. Cette approche mono bande correspond à la capacité du canal comme nous l'avons traitée jusqu'à présent.

#### 3.2.3.1.a – Antennes omni directives et bande de fréquence entre 3,1 et 10,6 GHz

L'utilisation d'une architecture mono bande entre 3,1 et 10,6 GHz avec des antennes omnidirectionnelles correspond à l'architecture la plus naturelle des systèmes IR-UWB. Nous venons de voir que pour atteindre le débit le plus grand possible, il faut utiliser la plus grande largeur de bande possible, c'est-à-dire l'intégralité de la bande disponible, qui est le plus souvent définie par la réglementation, si on ne tient pas compte des contraintes d'implémentations. Cette configuration correspond également au plus faible niveau de consommation énergétique puisque le rapport cyclique d'émission est le plus faible possible. Le tableau 3.3 montre que l'augmentation de la bande, pour un canal UWB entre 3,1 et 10,6 GHz, permet principalement de diminuer la consommation via la réduction du rapport cyclique. Le débit quant à lui ne

croît pas de manière significative et reste entre 5 et 75 Mbits/s à cause de l'asymptote égale à l'inverse de l'étalement des échos.

Tableau 3.3 – Rapport cyclique et débit maximal pour une architecture mono bande de largeur  $B$  pour des canaux UWB entre 3,1 et 10,6 GHz (IEEE 802.15.4a) avec des antennes omnidirectionnelles.

Canal UWB IEEE 802.15.4a	Rapport cyclique $\alpha$ [%] et capacité du canal à $T_{RSS}$ : $C_{T_{RSS}}$ [Mbits/s]									
	B = 0.5 GHz		B = 2 GHz		B = 4 GHz		B = 6 GHz		B = 7,5 GHz	
	$\alpha$	$C_{T_{RSS}}$	$\alpha$	$C_{T_{RSS}}$	$\alpha$	$C_{T_{RSS}}$	$\alpha$	$C_{T_{RSS}}$	$\alpha$	$C_{T_{RSS}}$
Indoor Residential LOS	6.23	31.14	1.63	32.66	0.82	32.93	0.55	33.02	0.44	33.06
Indoor Residential NLOS	5.03	25.13	1.31	26.11	0.66	26.28	0.44	26.34	0.35	26.37
Indoor Office LOS	10.39	51.94	2.82	56.33	1.43	57.13	0.96	57.41	0.77	57.52
Indoor Office NLOS	6.48	32.38	1.70	34.04	0.86	34.33	0.57	34.43	0.46	34.47
Outdoor LOS	3.84	19.21	0.99	19.78	0.50	19.87	0.33	19.91	0.27	19.92
Outdoor NLOS	1.47	7.33	0.37	7.41	0.19	7.42	0.12	7.43	0.10	7.43
Indoor Industrial LOS	13.04	65.19	3.61	72.25	1.84	73.58	1.23	74.04	0.99	74.22
Indoor Industrial NLOS	1.01	5.06	0.25	5.10	0.13	5.11	0.09	5.11	0.07	5.11
Open Outdoor	4.63	23.16	1.20	24.00	0.60	24.14	0.40	24.19	0.32	24.21

L'avantage des solutions mono bande est donc que l'augmentation de la bande utilisée entraîne une diminution du rapport cyclique. Ces solutions conservent le comportement classique de l'IR-UWB qui permet de profiter des avantages liés à la nature discontinue et au faible rapport cyclique de ces transmissions. Ces avantages sont : la faible consommation, la faible probabilité de collision, d'interception, de détection, une excellente résolution temporelle facilitant la localisation et la perception des multi trajets, une forte résistance aux évanouissements ainsi qu'une grande diversité fréquentielle.

### 3.2.3.1.b – Impact de l'utilisation d'un canal UWB à 60 GHz avec des antennes directives

Les chapitres 1 et 2 montrent qu'il est intéressant d'utiliser les techniques UWB à 60 GHz pour : profiter d'une bande plus large qu'entre 3 et 10 GHz et uniformisée sur l'ensemble du globe, augmenter la densité de déploiement de systèmes de communications radio, diminuer la distance de réutilisation et les interférences, améliorer l'aspect sécuritaire, et profiter de la longueur d'onde millimétrique pour réduire la taille des circuits et utiliser des antennes directives. Le tableau 2.4 du chapitre 2 montre qu'à 60 GHz en utilisant des antennes directives on obtient des canaux UWB avec un étalement des échos plus faible qu'entre 3 et 10 GHz. Il démontre également que plus l'angle d'ouverture des antennes en émission et réception est faible, plus l'étalement des échos diminue. Les tableaux 3.4 et 3.5 illustrent la dispersion des retards pour un canal UWB à 60 GHz utilisé avec des antennes directives. On constate que la dispersion des retards est plus faible que pour un canal UWB entre 3 et 10 GHz. Le canal est donc moins propice aux interférences inter symboles. La capacité du canal et donc le débit maximal d'un système de communication IR-UWB sera plus grand, à bande égale, à 60 GHz qu'entre 3 et 10 GHz. A 60 GHz la bande disponible peut aller jusqu'à 9 GHz ce qui confère à ce choix de conception un second avantage dans l'objectif d'améliorer les débits.

Les tableaux 3.4 et 3.5 montrent que la dispersion des retards est plus faible à 60 GHz qu'entre 3 et 10 GHz. Plus l'angle d'ouverture de l'antenne est réduit, plus la réponse de l'environnement est concentrée sur un retard. La réduction de l'angle d'ouverture des antennes permet donc d'augmenter le débit du système IR-UWB.

Tableau 3.4 – Dispersion des retards pour un canal UWB à 60 GHz en fonction de l'ouverture de l'antenne en émission et en réception, pour l'environnement Residential LOS du modèle IEEE 802.15.3c et pour 100 réalisations de réponse impulsionnelle.

Canal UWB IEEE 802.15.3c : Residential LOS		Dispersion des retards : $T_{RMS}$ [ns]		
		Angle d'ouverture Rx		
		60°	30°	15°
Angle d'ouverture Tx	60°	2,147	1,365	0,870
	30°	1,313	0,810	0,535

Tableau 3.5 – Dispersion des retards pour un canal UWB à 60 GHz en fonction de l'ouverture de l'antenne en émission et en réception, pour l'environnement Desktop LOS du modèle IEEE 802.15.3c et pour 100 réalisations de réponse impulsionnelle.

Canal UWB IEEE 802.15.3c : Desktop LOS		Dispersion des retards : $T_{rms}$ [ns]		
		Angle d'ouverture Rx		
Angle d'ouverture Tx	60°	60°	30°	15°
				2,067

La figure 3.10 représente la capacité du canal pour un lien IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives en fonction de la largeur de bande pour les environnements présentés dans le tableau 3.5.

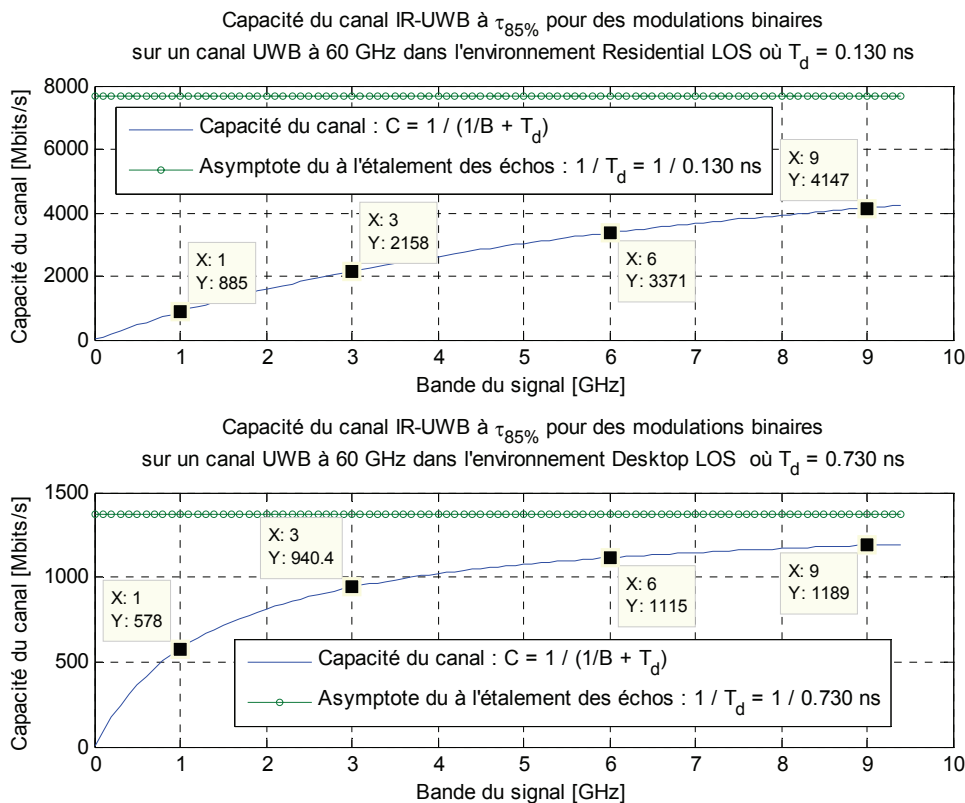


Figure 3.10 – Capacité du canal UWB à 60 GHz pour l'étalement des échos en excès à 85% pour deux environnements (Residential LOS et Desktop LOS). L'asymptote égale à l'inverse de l'étalement des échos est également représentée.

Le tableau 3.6 donne l'étalement des échos en excès à 85% ainsi que la capacité du canal associée pour une bande de 1 GHz, 3 GHz, 6 GHz et 9 GHz.

Tableau 3.5 – Étalement des échos en excès à 85% obtenu sur 100 réalisations de réponse impulsionnelle et capacité du canal pour deux environnements du modèle IEEE 802.15.3c de canaux UWB à 60 GHz avec un angle d'ouverture des antennes directives de 60°.

Canal UWB IEEE 802.15.3c : Angle d'ouverture Tx = 60° et Rx = 60°	Étalement des échos en excès à 85% : $T_{85\%}$ [ns]	Capacité du canal $C_{r85\%}$ [Mbits/s]			
		B = 1 GHz	B = 3 GHz	B = 6 GHz	B = 9 GHz
Residential LOS	0,130	884.96	2158.27	3370.79	4147.47
Desktop LOS	0,730	578.03	940.44	1115.24	1188.90

On constate qu'en utilisant la bande à 60 GHz et les antennes directives, on peut atteindre des débits plus élevés que dans les cas de configuration mono bande UWB entre 3 et 10 GHz et des antennes

omnidirectionnelles. Une solution mono bande UWB à 60 GHz propose des débits allant de plusieurs centaines de Mbits/s à quelques Gbits/s, soit environ cent fois plus qu'entre 3 et 10 GHz avec des antennes omnidirectionnelles.

Ce gain en débit est dû à l'utilisation d'antennes directives qui réduit l'étalement des échos du canal. Elles sont utilisables à 60 GHz car la longueur d'onde est réduite et permet leurs implémentations sans violer la contrainte d'encombrement de notre contexte d'étude. Le débit est accru sans complexification du récepteur. Un égaliseur n'est toujours pas nécessaire assurant ainsi le respect de la contrainte de complexité.

L'étalement des échos est tellement réduit qu'il n'est plus aussi limitant pour la capacité du canal que pour les configurations UWB entre 3 et 10 GHz. La figure 3.10 et le tableau 3.6 montre qu'il est plus difficile d'atteindre l'asymptote égale à l'inverse du *delay spread* avec la bande disponible. Le rapport de forces entre l'étalement des échos et la durée de l'impulsion est plus équitable que dans le cas des configurations UWB entre 3 et 10 GHz. Ceci explique que même lorsque la totalité de la bande disponible à 60 GHz est utilisée (9 GHz), la capacité du canal est encore loin de l'inverse de l'étalement des échos. En effet, la durée de l'impulsion est à peu près de l'ordre de la durée de l'étalement des échos, donc même quand la bande est maximale, i.e. l'impulsion est alors la plus courte possible, la capacité du canal est encore loin de l'asymptote égale à l'inverse de l'étalement des échos.

L'utilisation d'antennes directives à 60 GHz réduit donc l'étalement des échos du canal et augmente fortement la capacité du canal. L'augmentation de la bande est efficace pour augmenter le débit ce qui n'était pas le cas pour les configurations UWB entre 3 et 10 GHz avec des antennes omnidirectionnelles. Plus l'étalement des échos est faible, plus l'augmentation de la bande reste efficace longtemps. On notera également que la réduction de l'étalement des échos via les antennes directives permet une diminution de la complexité du récepteur. En effet, la réponse impulsionnelle contient peu de multi trajets, le nombre de doigts nécessaires au récepteur Rake est donc faible tout en permettant d'excellente performance.

### 3.2.3.2 – Architecture multi bandes

La seconde solution pour accroître le débit est la segmentation de la bande totale disponible en  $n$  sous bandes, où chacune des sous bandes utilise une largeur de bande permettant une bonne efficacité spectrale. C'est l'approche MB-IR-UWB.  $n$  impulsions sont donc envoyées en parallèles sur  $n$  bandes.

Nous présenterons la formule de la capacité du canal pour une configuration MB-IR-UWB avant de présenter des applications numériques illustrant les débits maximaux atteignables dans deux configurations soit entre 3 et 10 GHz avec des antennes omnidirectionnelles soit à 60 GHz avec des antennes directives.

#### 3.2.3.2.a – Capacité du canal MB-IR-UWB

L'architecture MB-IR-UWB propose de subdiviser la bande totale disponible  $B_{tot}$  en  $n$  sous bandes de largeur  $B_s$ . La capacité d'une sous bande s'exprime alors comme suit :

$$C_{B_s} = \frac{1}{\frac{1}{B_s} + T_d}, \quad (3.10)$$

et la capacité du système MB-IR-UWB devient alors :

$$C_{MB-IR-UWB} = n \times C_{B_s} = n \times \frac{1}{\frac{1}{B_s} + T_d}, \quad (3.101)$$

avec  $n \times B_s = B_{tot}$  la bande totale disponible.

$T_d$  est une constante, elle dépend du canal, et du type d'antennes utilisé. On ne peut donc pas la considérer comme un degré de liberté ou levier d'optimisation pour atteindre un débit élevé. L'équation (3.11) montre que la capacité du canal en MB-IR-UWB augmente avec  $n$  et  $B_s$ . Pour maximiser le débit, il faut que  $n$  soit grand et  $B_s$  soit grand. Or ces deux valeurs sont antagonistes et leur produit est limité par  $B_{tot}$

=  $n \times B_s$ . Par conséquent, plus on augmente  $n$ , plus  $B_s$  sera faible et inversement. L'équation (3.12) exprime la capacité du canal en MB-IR-UWB en fonction de  $n$ , de  $B_{tot}$  et de  $T_d$  :

$$C_{MB-IR-UWB}(n) = n \times \frac{1}{\frac{n}{B_{tot}} + T_d}. \quad (3.12)$$

Cette expression est fonction uniquement de la variable  $n$ , le nombre de sous bandes, facilitant ainsi le dimensionnement du système MB-IR-UWB.  $T_d$  et  $B_{tot}$  sont des constantes. Les figures 3.11 et 3.12 illustrent la capacité du canal pour deux valeurs d'étalement des échos à 1 et 10 ns. Elles montrent la présence d'une asymptote égale à la bande totale du système MB-IR-UWB pour un nombre de sous bandes utilisé très grand (tendant vers l'infini). L'équation (3.13) prouve également la présence de cette asymptote :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} C_{MB-IR-UWB}(n) = \lim_{n \rightarrow \infty} n \times \frac{1}{\frac{n}{B_{tot}} + T_d} = B_{tot}. \quad (3.13)$$

La capacité d'un système MB-IR-UWB est limitée par la valeur de la bande totale utilisée :  $B_{tot}$ . Ceci est complètement différent des systèmes mono bande UWB qui eux sont limités par  $T_d$ , l'étalement des échos du canal. L'architecture MB-IR-UWB permet donc de changer l'élément limitant la capacité du canal. On s'affranchit de l'étalement des échos au prix d'une complexité  $n$  fois accrue. En effet, le système MB-IR-UWB utilise  $n$  fois une architecture mono bande. Plus  $n$  est grand, plus le système est encombrant, coûteux, complexe et gourmand en énergie.

Les figures 3.11 et 3.12 montrent également que l'augmentation du débit avec l'augmentation de  $n$  est plus rentable pour des valeurs de  $n$  faibles. Un canal avec un étalement des échos faible reste néanmoins intéressant car il permet de réduire la complexité nécessaire pour s'approcher de l'asymptote égale à la largeur de bande. Les figures 3.11 et 3.12 montrent que pour un étalement des échos plus faible, le système MB-IR-UWB atteint plus rapidement le débit maximal en fonction de  $n$ . C'est-à-dire que sur un canal avec un étalement des échos faible, un nombre de sous bandes  $n$  plus faible est nécessaire pour atteindre un niveau de débit équivalent que sur un canal avec un étalement des échos fort. Par exemple, pour les figures 3.11 et 3.12, le débit maximal, limité par l'asymptote égale à la bande, est de 9 Gbits/s. Pour atteindre 4,7 Gbits/s, il est nécessaire d'utiliser  $n = 100$  sous bandes sur un canal avec un étalement des échos de 10 ns et  $n = 10$  sous bandes sur un canal avec un étalement des échos de 1 ns.

Les figures 3.11 et 3.12 montrent également que l'efficacité spectrale d'un système MB-IR-UWB,  $\eta_{MB-IR-UWB}$  :

$$\eta_{MB-IR-UWB} = \frac{C_{MB-IR-UWB}}{B_{tot}} = \frac{n}{n + B_{tot} T_d} = \frac{1}{1 + \frac{B_{tot} T_d}{n}} \quad (3.14)$$

augmente avec  $n$  pour tendre vers 1 bit/s/Hz quand  $n$  tends vers l'infini. Comme pour la capacité du canal, l'efficacité spectrale augmente quasi linéairement avec  $n$  pour un canal avec un fort étalement des échos. Pour un étalement des échos faible, l'asymptote de l'efficacité spectrale est atteinte rapidement, limitant ainsi l'intérêt d'augmenter  $n$ .

Un canal avec un étalement des échos faible permet donc de réduire la complexité du système MB-IR-UWB. A complexité égale, le débit est plus élevé sur un canal avec un étalement des échos faible que sur un canal avec un étalement des échos élevé.

En réduisant la bande sur laquelle l'impulsion est émise, le MB-IR-UWB applique à chacune des sous bandes un rapport cyclique plus élevé que dans le cas des systèmes mono bande ce qui permet d'atteindre un débit plus important. En contrepartie, la consommation énergétique est accrue.

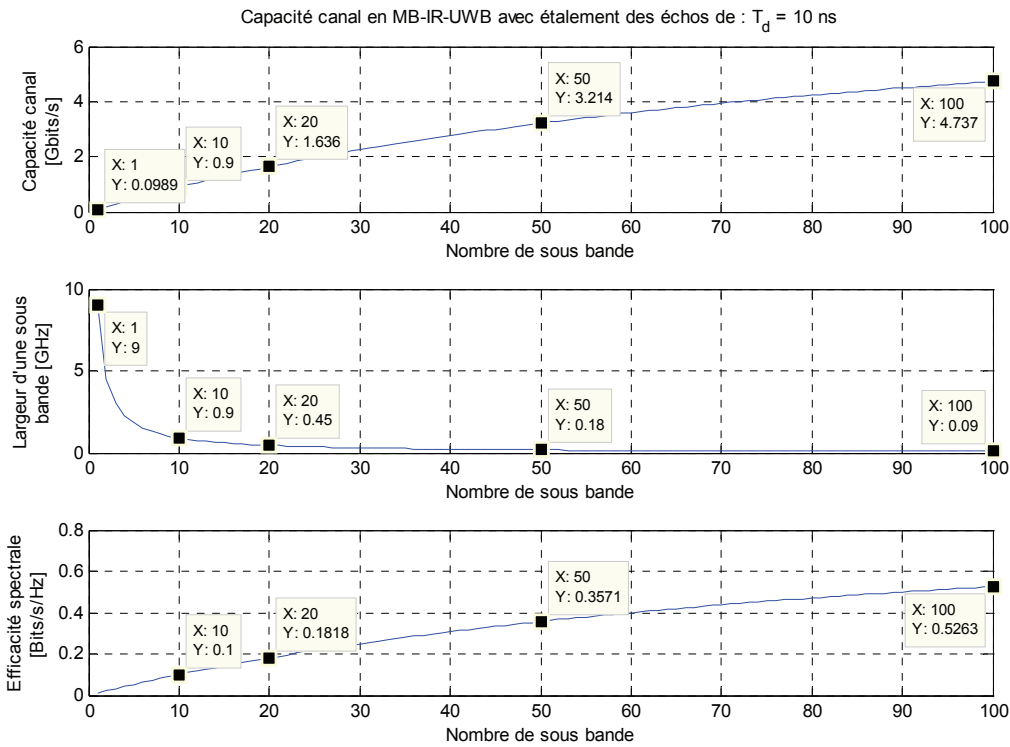


Figure 3.11 – Capacité du canal MB-IR-UWB et largeur d'une sous bande en fonction du nombre de sous bande pour un canal avec un étalement des échos de 10 ns et une bande totale disponible de 9 GHz.

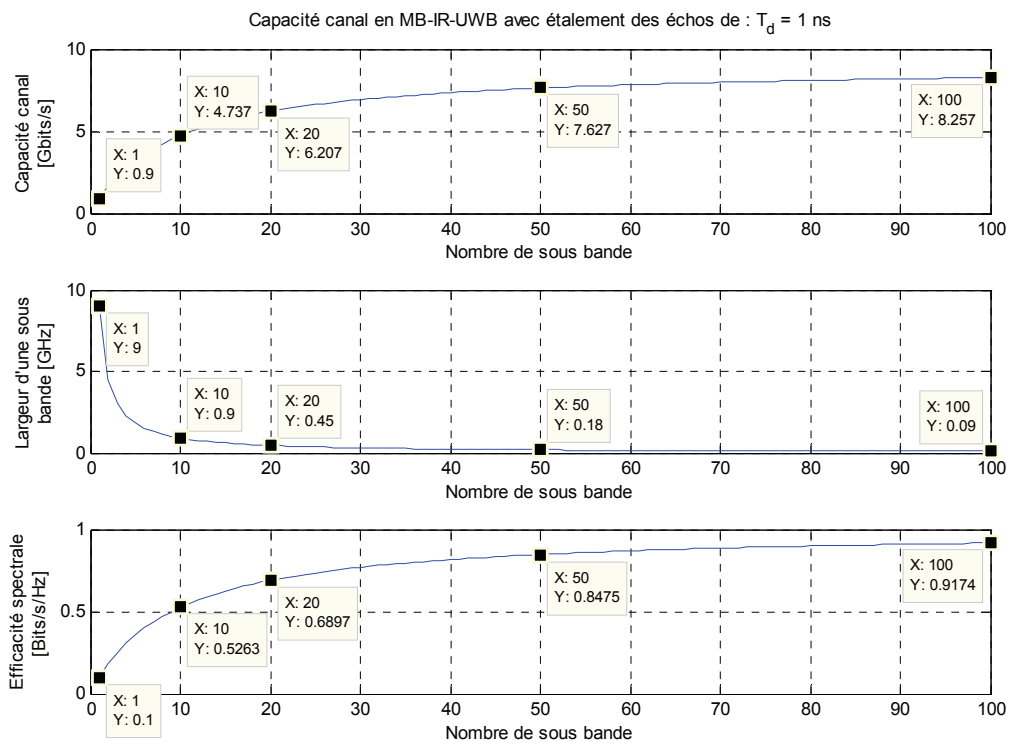


Figure 3.12 – Capacité du canal MB-IR-UWB et largeur d'une sous bande en fonction du nombre de sous bande pour un canal avec un étalement des échos de 1 ns et une bande totale disponible de 9 GHz.

Déterminer le nombre de sous bandes maximisant le débit, dans le contexte des réseaux de microsystèmes communicants, pour un système MB-IR-UWB est un problème ouvert que nous proposons de résoudre dans la partie 3.4 en utilisant les contraintes d'implémentations, de coût, de complexité, du canal et de l'environnement.

### 3.2.3.2.b – Antennes omni directives et bande de fréquence entre 3,1 et 10,6 GHz pour les systèmes MB-IR-UWB

La figure 3.13 illustre l'élévation du débit grâce à l'architecture MB-IR-UWB pour un canal *residential* LOS par rapport à une architecture mono bande. On utilise des antennes omni directives, la largeur de bande définie par la FCC (7,5 GHz) et la définition de l'étalement des échos en excès à 85%.

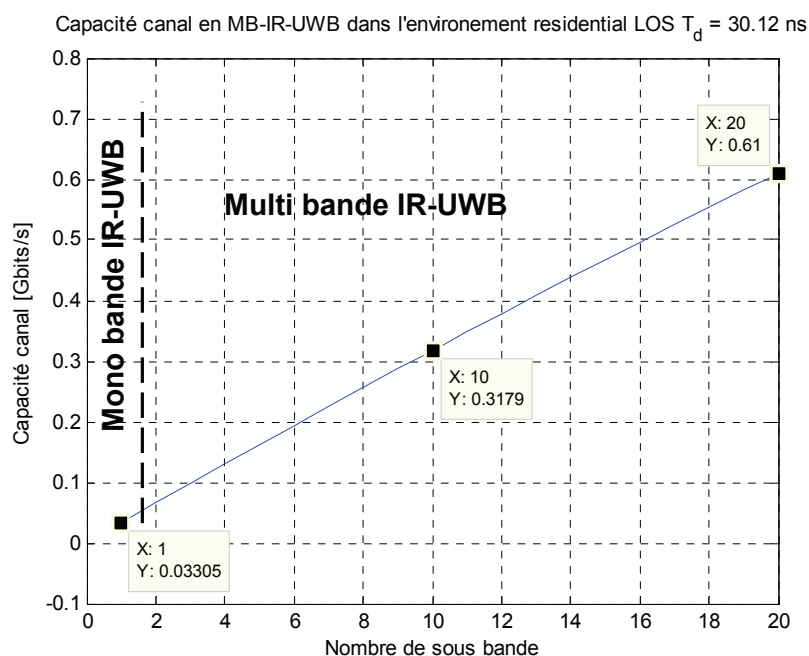


Figure 3.13 – Illustration du gain en débit apporté par l'utilisation de l'architecture MB-IR-UWB en fonction du nombre de sous bandes pour une configuration UWB entre 3 et 10 GHz sur l'environnement Residential LOS avec des antennes omnidirectives.

En utilisant les 7,5 GHz de bande, la solution mono bande permet d'atteindre un débit de 33 Mbits/s, alors qu'en MB-IR-UWB on peut atteindre 7,5 Gbits/s pour un nombre de sous bandes infini, et 317 Mbits/s pour un nombre raisonnable de sous bandes :  $n = 10$ . Le gain en débit apporté par le MB-IR-UWB sur un canal *residential* LOS d'étalement des échos en excès à 85% ( $\tau_{85\%}$ ) de 30,12 ns, est d'environ  $n$ , le nombre de sous bandes. Pour cet environnement et pour un nombre restreint de sous bandes, on constate qu'il y a une relation linéaire entre le débit et le nombre de sous bandes. Chaque sous bande permet d'accroître le débit autant que la précédente. Dans le cas de la figure 3.13, un système MB-IR-UWB à  $n$  bandes multiplie par  $n$  le débit offert par la solution mono bande.

Le tableau 3.6 résume le gain en débit obtenu par l'utilisation de l'architecture MB-IR-UWB dans le cadre d'une utilisation UWB entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives. Le modèle IEEE 802.15.4a est utilisé.

Tableau 3.6 – Gain en débit apporté par l'utilisation du MB-IR-UWB par rapport au mono bande IR-UWB, pour une configuration UWB entre 3,1 et 10,6 GHz avec des antennes omni directives.

Canal UWB IEEE 802.15.4a	$T_{85\%}$	Capacité du canal [Mbits/s]		
		Mono bande	Multi bande	
		$n = 1$	$n = 10$	$n = 20$
Indoor Residential LOS	30.12	33.20	317.97	610.07
Indoor Residential NLOS	37.80	26.46	255.57	494.29
Indoor Office LOS	17.25	57.96	538.04	1004.06
Indoor Office NLOS	28.88	34.63	330.99	634.01
Outdoor LOS	50.07	19.97	194.55	379.26
Outdoor NLOS	134.48	7.44	73.63	145.83
Indoor Industrial LOS	13.34	74.96	681.51	1249.48
Indoor Industrial NLOS	195.59	5.11	50.78	100.88
Open Outdoor	41.17	24.29	235.25	456.19



Le tableau 3.6 démontre que pour une utilisation entre 3 et 10 GHz dans les environnements du modèle IEEE 802.15.4a, avec des antennes omni directives, l'architecture MB-IR-UWB permet d'augmenter le débit d'un facteur  $n$ , où  $n$  est le nombre de sous bandes utilisé.

Le tableau 3.7 montre que l'augmentation du débit a un coût. Le rapport cyclique augmente d'un facteur  $n$  dans le MB-IR-UWB. Le rapport cyclique est un indicateur de la consommation énergétique. On notera également que plus  $n$  est grand, plus l'émetteur récepteur est coûteux, complexe, et encombrant.

Tableau 3.7 – Rapport cyclique pour des architectures multi et mono bande IR-UWB, pour des systèmes UWB entre 3,1 et 10,6 GHz avec des antennes directives.

Canal UWB IEEE 802.15.4a	T <sub>sys</sub>	Rapport cyclique [%]		
		Mono bande n = 1	Multi bande	
			n = 10	n = 20
Indoor Residential LOS	30.12	0.44	4.24	8.13
Indoor Residential NLOS	37.80	0.35	3.41	6.59
Indoor Office LOS	17.25	0.77	7.17	13.39
Indoor Office NLOS	28.88	0.46	4.41	8.45
Outdoor LOS	50.07	0.27	2.59	5.06
Outdoor NLOS	134.48	0.10	0.98	1.94
Indoor Industrial LOS	13.34	0.99	9.09	16.66
Indoor Industrial NLOS	195.59	0.07	0.68	1.35
Open Outdoor	41.17	0.32	3.14	6.08

L'utilisation d'un système MB-IR-UWB entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives permet d'atteindre des débits allant d'une à plusieurs centaines de Mbits/s sur des canaux UWB où les solutions mono bande ne permettaient que quelques dizaines de Mbits/s.

### 3.2.3.2.c – Antennes directives et bande de fréquence à 60 GHz pour les systèmes MB-IR-UWB

Les figures 3.14 et 3.15 illustrent la capacité du canal UWB pour la configuration suivante : MB-IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives à 60°. La bande disponible est de 9 GHz. L'étalement des échos en excès à 85% est utilisé pour représenter la capacité du canal dans les environnements *residential LOS* et *desktop LOS* du modèle IEEE 802.15.3c.

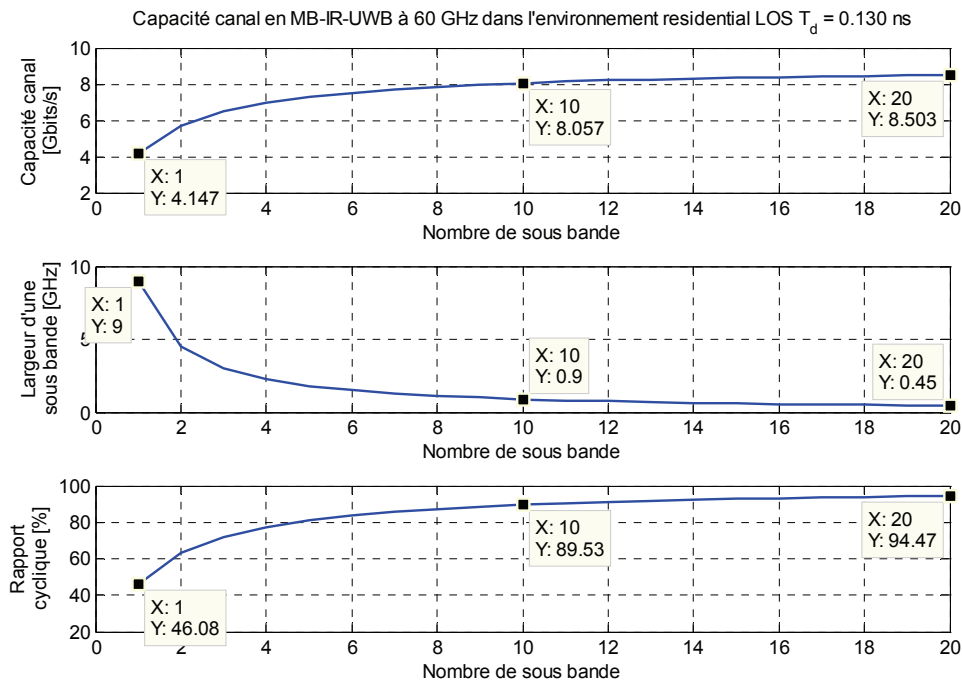


Figure 3.14 – Impact de l'utilisation d'une architecture MB-IR-UWB utilisant 9 GHz de bande à 60 GHz avec des antennes directives de 60° d'ouverture dans un environnement residential LOS sur le débit maximal accessible, et le rapport cyclique.

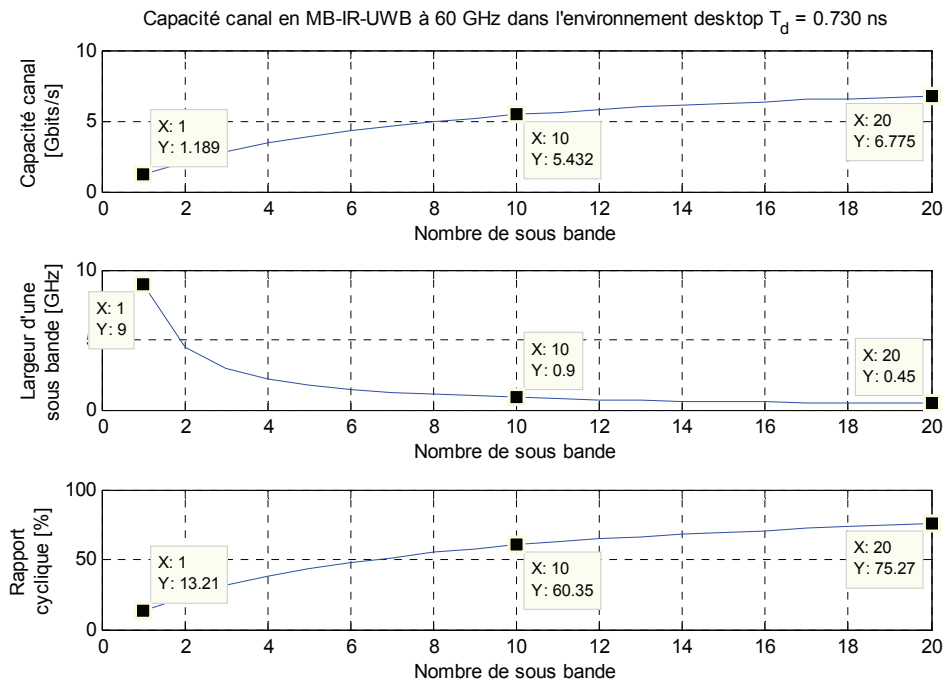


Figure 3.15 – Impact de l'utilisation d'une architecture MB-IR-UWB utilisant 9 GHz de bande à 60 GHz avec des antennes directives de 60° d'ouverture dans un environnement desktop LOS sur le débit maximal accessible, et le rapport cyclique.

On constate que c'est l'architecture qui permet d'atteindre les débits les plus élevés : plusieurs Gbits/s. Elle profite à la fois de la réduction de l'étalement des échos via l'utilisation du 60 GHz et des antennes directives, ainsi que l'augmentation du débit amené par le découpage en multi bande (MB-IR-UWB).

La figure 3.14 montre qu'à 60 GHz et avec des antennes directives, l'étalement des échos est tellement faible que le nombre de sous bandes peut rester faible tout en atteignant des débits élevés. La relation entre le débit et le nombre de bandes  $n$  n'est plus linéaire. L'augmentation du nombre de bandes est moins efficace que pour les configurations UWB entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives. En effet, l'asymptote égale à la bande du canal utilisée est atteinte assez rapidement. A partir de 7 sous bandes, le débit atteint est supérieur à 70 % de l'asymptote due à la largeur de bande. Entre 3 et 10 GHz, pour l'application numérique de la figure 3.13, 7 sous bandes ne permettent d'atteindre que 3 % de l'asymptote due à la bande utilisée.

Compte tenu du faible étalement des échos, le rapport cyclique est assez important dans chaque sous bande. Plus  $n$  augmente, plus le rapport cyclique est grand. Afin de conserver la nature impulsionnelle et discontinue des signaux IR-UWB, ainsi que les avantages inhérents, il est nécessaire de conserver à 60 GHz un nombre de bandes restreint.

Le MB-IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives permet d'atteindre des débits très élevés de l'ordre de plusieurs Gbits/s comme l'illustrent les figures 3.14 et 3.15. L'utilisation des antennes directives permet de réduire le nombre de sous bandes à utiliser dans le système MB-IR-UWB. L'utilisation de la bande des 60 GHz et des antennes directives réduit également la complexité du récepteur par rapport à l'utilisation de la bande 3 – 10 GHz avec des antennes omnidirectives. Les figures 3.14 et 3.15 montrent que le MB-IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives permet d'atteindre, pour un nombre faible de sous bandes, plusieurs gigabits/s.

### 3.2.3.3 – Conclusion sur les architectures : conception système

Il existe quatre configurations possibles d'architectures. Elles consistent en une combinaison de l'utilisation d'une architecture mono bande ou multi bande, soit entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives, soit à 60 GHz avec des antennes directives. Le critère principal de comparaison utilisé est le débit maximal que l'architecture peut atteindre (i.e. la capacité du canal). L'énergie consommée, la complexité, le coût et l'encombrement des architectures sont également étudiés afin de respecter le contexte d'étude : les réseaux de microsystemes communicants. La contrainte de simplicité est assurée par l'expression de la capacité du canal qui consiste à exprimer le débit maximal sans interférence inter

symbole pour des modulations binaires. Des récepteurs simples et peu complexes sans mécanisme d'égalisation peuvent être alors utilisés.

L'architecture la plus classique est l'utilisation d'un système mono bande entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives. Elle permet de conserver un comportement UWB où un faible rapport cyclique permet la faible consommation, et la simplicité. La capacité du canal est, par contre, limitée par l'étalement des échos qui est important sur un canal UWB entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives. Malgré l'augmentation de la bande, le débit ne peut dépasser l'asymptote égale à l'inverse de l'étalement des échos. L'important étalement des échos limite le débit de cette architecture à quelques dizaines de Mbits/s au mieux. L'augmentation de la bande n'est pas efficace pour améliorer le débit. Plus la bande augmente, plus l'efficacité spectrale diminue.

Le passage à 60 GHz permet d'utiliser des antennes directives sans violer la contrainte d'encombrement. L'étalement des échos est alors fortement réduit. Il peut descendre jusqu'à quelques nanosecondes. Les systèmes mono bande peuvent alors supporter des débits jusqu'à cent fois plus élevés qu'entre 3 et 10 GHz. Les architectures mono bande à 60 GHz avec des antennes directives atteignent des débits de plusieurs Gbits/s. L'asymptote sur la capacité du canal due à l'étalement des échos est plus loin qu'entre 3 et 10 GHz. L'augmentation de la bande utilisée est alors intéressante est efficace pour se rapprocher de l'asymptote. Les 9 GHz de bande disponible à 60 GHz plaident également en sa faveur.

Les solutions mono bande ont l'avantage de voir le rapport cyclique, indicateur de la consommation, diminuer avec l'augmentation de la bande. Plus la bande occupée est grande, plus le débit est fort et plus le rapport cyclique diminue. La réduction de l'étalement des échos, par l'utilisation d'antennes directives, implique une augmentation du rapport cyclique. Il est donc plus élevé dans les configurations à 60 GHz qu'entre 3 et 10 GHz.

Les architectures MB-IR-UWB permettent d'accroître le débit en divisant la bande totale disponible en  $n$  sous bande. Le débit n'est alors plus limité par l'étalement des échos mais par la bande totale utilisée. La capacité du canal augmente avec le nombre de sous bandes pour se rapprocher de l'asymptote égale à la bande. Une configuration MB-IR-UWB entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives permet d'atteindre des débits  $n$  fois plus grands que les solutions mono bande. Le débit possible est autour de plusieurs centaines de Mbits/s. Cependant, plus le nombre de sous bandes  $n$  est grand, plus la complexité, le coût, la consommation et l'encombrement augmentent. Pour cette configuration, le débit et le rapport cyclique (indicateur de la consommation) augmentent linéairement avec  $n$ .

Le MB-IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives permet d'atteindre le débit le plus élevé parmi les quatre architectures possibles : plusieurs Gbits/s. Il profite à la fois de la réduction de l'étalement des échos, de la large bande disponible, ainsi que du découpage en sous bandes. Grâce à la réduction de l'étalement des échos, un nombre  $n$  de sous bandes moins élevé que pour une configuration entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives peut être utilisé, réduisant ainsi le coût la complexité, l'encombrement, la consommation. Pour conserver les avantages intrinsèques liés à la nature discontinue des signaux IR-UWB, il faut veiller à ce que le nombre de sous bandes reste faible afin de ne pas faire travailler le système avec un rapport cyclique trop élevé. Plus l'étalement des échos est faible, plus  $n$  doit être faible pour conserver un rapport cyclique faible.

La figure 3.16 résume le comparatif entre les différentes architectures sur les critères suivants : débit, encombrement, complexité, coût, consommation, efficacité spectrale. La complexité, le coût et l'encombrement des architectures dépend du nombre de sous bandes et de la bande utilisée. La complexité de l'émetteur-récepteur est plus grande à 60 GHz qu'entre 3 et 10 GHz, notamment à cause de la largeur de bande et de la conception d'une tête RF millimétrique. Les solutions à 60 GHz ont une complexité légèrement supérieure car elles nécessitent des CANs, CNAs plus rapide ainsi qu'une tête RF un peu plus coûteuse qu'entre 3 et 10 GHz. La réduction de l'étalement des échos à 60 GHz grâce à l'utilisation d'antennes directives tant à diminuer la complexité des ces architectures car le nombre de multi trajets à traiter par le récepteur est plus faible. Ceci explique que la complexité est quasiment équivalente, pour un nombre de sous bandes identique, à 60 GHz et entre 3 et 10 GHz. La consommation s'obtient en pondérant la complexité, l'encombrement et le coût de l'architecture par le rapport cyclique du système.

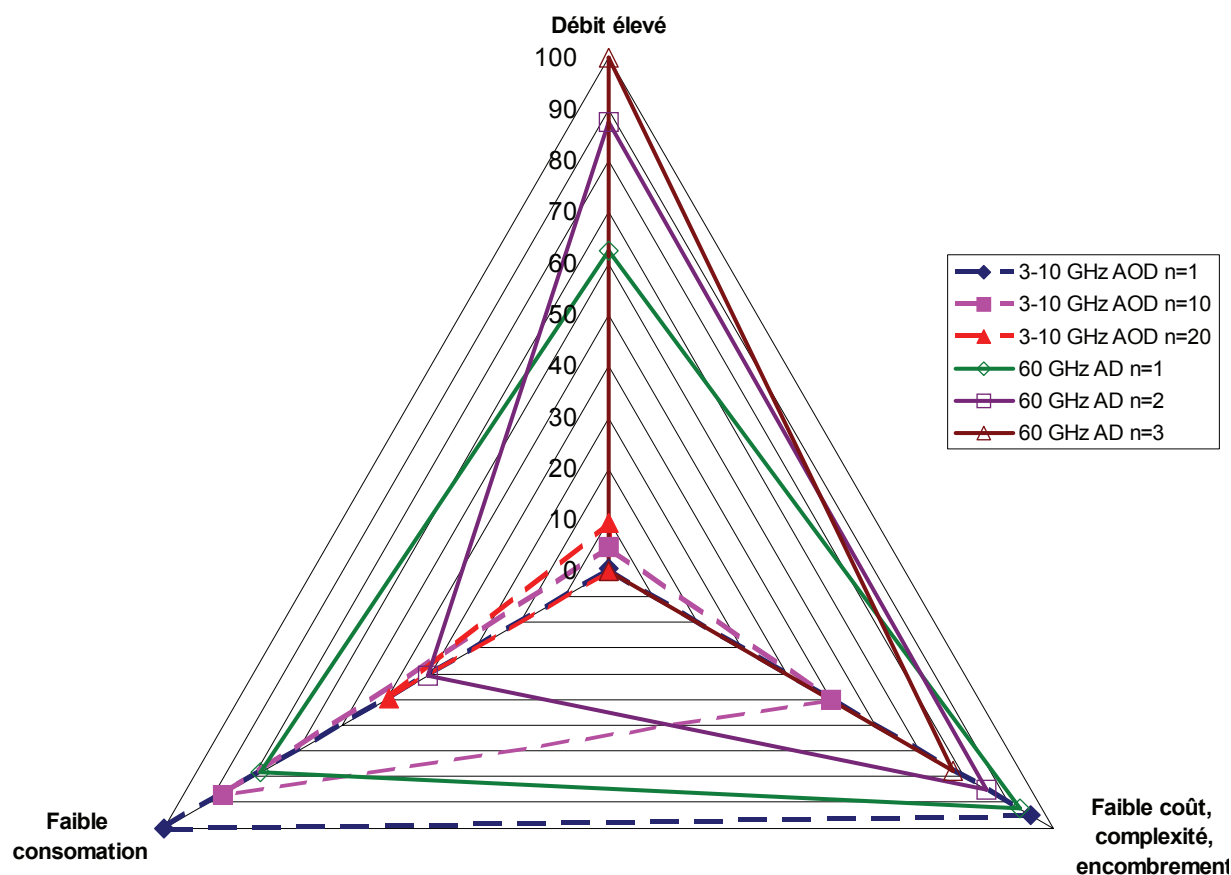


Figure 3.16 – Comparaison des architectures possibles à base de mono bande ( $n=1$ ) IR-UWB, MB-IR-UWB ( $n>1$ ), entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives ou à 60 GHz avec des antennes directives sur les critères de débit, consommation, coût, complexité et encombrement. Les axes sont gradués de 0 à 100, 100 correspond à la valeur la plus forte parmi les configurations étudiés et 0 à la plus faible.

Quels que soient l'architecture, le canal, l'environnement (étalement des échos), la bande, l'angle d'ouverture des antennes et la réglementation impactent la capacité du canal. Ainsi le débit maximal atteignable évolue au rythme des modifications de ces facteurs. Ceci pousse vers l'implémentation de solutions d'émetteurs-récepteurs IR-UWB reconfigurables capables d'adapter leur architecture en fonction de l'évolution de l'environnement pour fournir le débit optimal au cours du temps. La reconfigurabilité permet de répondre au mieux aux évolutions des besoins des applications. La figure 3.16 montre que les solutions à 60 GHz avec des antennes directives sont les plus performantes. Elles offrent le meilleur compromis sur les trois critères considérés par la figure 3.16. Il est nécessaire de leur adjoindre la reconfigurabilité pour qu'elles répondent complètement aux contraintes des réseaux de microsystemes communicants. La reconfigurabilité permettra également de changer le nombre de sous bandes de l'émetteur-récepteur afin d'ajuster le compromis débit, consommation, complexité, coût, encombrement en fonction des besoins de l'application et de l'environnement.

La prise en compte des contraintes d'implémentations va permettre de raffiner l'évaluation de la complexité, du coût, de la consommation, de l'encombrement, et du support de la reconfigurabilité, et de déterminer les composants limitant les performances du système et notamment le débit.

Comme le montre la figure 3.16, si le critère primordial n'est pas le débit, dans l'application considérée, mais la faible consommation il est alors nécessaire de déployer une interface radio IR-UWB mono bande entre 3 et 10 GHz avec des antennes omnidirectives. Ces travaux sur l'étude conjointe de la capacité du canal et l'architecture permettent de déterminer l'architecture la plus adaptée à l'application. La bande des 60 GHz avec des antennes directives doit être utilisée pour les besoins en débits. Le multi bandes permet d'accroître encore le débit au prix d'une complexité et d'une consommation accrues. Les solutions mono bande sont orientées faible consommation et faible coût.

### 3.3 – Implémentations et contraintes

Quels que soient l'architecture et le type de récepteur (cohérent, non cohérent, différentiellement cohérent) choisi, il existe plusieurs implémentations possibles représentées sur les figures 3.17, 3.18, 3.19 et définies par la position du couple CNA/CAN (Convertisseur Numérique Analogique et Convertisseur Analogique Numérique) [104] [105] [106]. Le couple CNA/CAN définit la frontière entre les fonctions implémentées en numérique ou en analogique. Cinq fonctions sont nécessaires à un émetteur-récepteur IR-UWB : la génération de l'impulsion, la démodulation, le traitement du signal (code, étalement de spectre), la transposition (adapter l'impulsion de la bande de base à la bande de fréquence de l'antenne et inversement), et la fonction filtrage et amplification. On distingue trois implémentations : *mostly analog*, *mixte*, et *mostly digital*.

#### 3.3.1 – Implémentation mostly analog

Un émetteur-récepteur *mostly analog* implémente la quasi-totalité des fonctions en analogique, le couple CNA/CAN est donc placé très loin de l'antenne. Seul le traitement du signal est fait en numérique sur un FPGA ou un ASIC comme le montre la figure 3.17.

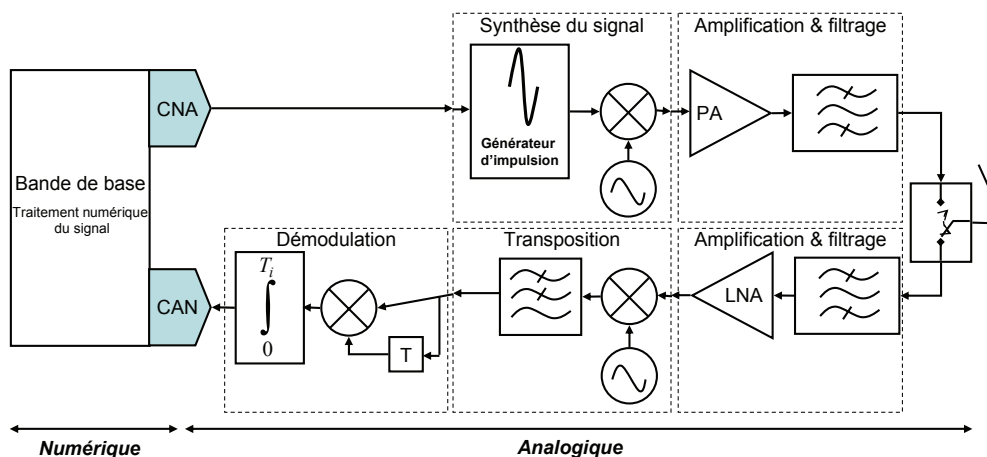


Figure 3.17 – Implémentation *mostly analog* d'un émetteur-récepteur différentiellement cohérent IR-UWB avec étage de transposition.

Pour l'émetteur, la synthèse du signal impulsionnel (génération de l'impulsion et adaptation à la bande de l'antenne) est faite en analogique par le plus souvent un générateur d'impulsion 3 – 10 GHz [107] [108] [109] ou à 60 GHz [110]. Un étage de transposition RF peut être également implémenté [111] [112] [113] [114] [115] si la bande occupée par les impulsions du générateur diffère de la bande de l'antenne. Les blocs d'amplification de puissance et de filtrage sont implémentés en analogique et permettent de renforcer et d'adapter le signal avant la transmission via l'antenne.

En réception, après les blocs de filtrage et d'amplification faible bruit (LNA – Low Noise Amplifier), on trouve les blocs nécessaires à la démodulation et éventuellement à la transposition. Ils sont implémentés par des éléments analogiques. Plusieurs solutions sont possibles : démodulation cohérente, non cohérente, différentiellement cohérente, avec ou sans étage de *down-conversion*. Enfin, un CAN travaillant au rythme des symboles est utilisé pour permettre à un FPGA ou ASIC d'effectuer le traitement du signal.

Le couple CNA/CAN est loin de l'antenne, il travaille donc à un rythme faible (rythme symbole). Des implémentations peu coûteuses, peu gourmandes en énergie et peu encombrantes comme les CAN à approximations successives ou les CAN *pipeline* [116] [117] [118] [119] sont utilisables. Cette implémentation *mostly analog*, dont la majeure partie du traitement est fait en analogique, est adaptée à la fois pour l'utilisation de la bande 3 – 10 GHz et celle des 60 GHz. Une architecture mono bande ou multi bandes est également envisageable à condition d'utiliser  $n$  sous bandes en parallèle. La limitation en performance est induite par les performances des composants analogiques et de la technologie utilisée.

Son inconvénient majeur réside dans son manque de flexibilité et sa faible capacité à supporter la reconfigurabilité de par sa nature presque entièrement analogique. Ceci la rend peu intéressante comme solution d'interface radio pour les réseaux de microsystemes communicants où la reconfigurabilité est indispensable.

### 3.3.2 – Implémentation mostly digital

L'implémentation *mostly digital* est l'une des spécificités de l'IR-UWB [120] [121] [122] [123]. Pour profiter du traitement du signal dans le domaine temporel de l'IR-UWB, une architecture presque entièrement numérique est possible. La figure 3.18 illustre cette architecture.

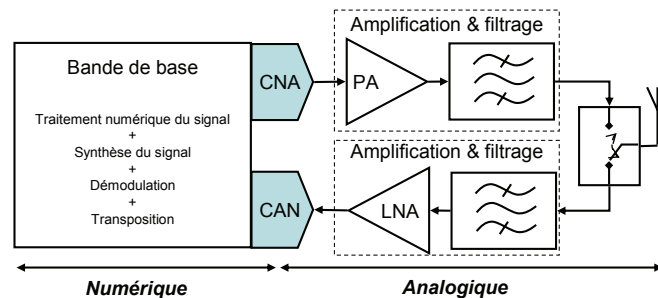


Figure 3.18 - Implémentation mostly digital d'un émetteur-récepteur IR-UWB.

Pour l'implémentation *mostly digital* le couple CAN et CNA se trouve le plus près possible de l'antenne. L'étage RF contenant le mélangeur, l'oscillateur local et la PLL ne sont plus nécessaires. La bande de base numérique est responsable de la génération d'impulsion adaptée aux exigences de l'antenne, ainsi que de l'acquisition et la réception du train d'impulsions. Cette implémentation en bande de base numérique est possible car l'IR-UWB se caractérise par un traitement du signal uniquement dans le domaine temporel. L'absence d'étage de conversion (mélangeur, PLL) supprime le besoin de synchronisation en phase et fréquence des porteuses qui est souvent une source de complexité et de dégradation de l'énergie disponible. Supprimer les étages de conversion est donc un avantage. L'implémentation *mostly digital* permet également une flexibilité accrue car l'implémentation est presque entièrement numérique. Sans tenir compte des limitations dues aux performances des composants, l'implémentation *mostly digital* est l'implémentation idéale. Elle nécessite néanmoins des convertisseurs ultra rapides, au moins deux fois supérieurs à la fréquence maximale du signal. Pour travailler entre 3 et 10 GHz, un rythme d'échantillonnage de 20 Géch/s est nécessaire. Pour utiliser la bande à 60 GHz, un CAN à 120 Géch/s est requis. Ces valeurs sont à mettre en relation avec les performances de l'état de l'art des CAN/CNA en CMOS. La technologie CMOS doit être considérée compte tenu du contexte faible coût, faible consommation. Seuls les convertisseurs flash CMOS peuvent être envisagés [117] [118] [119], mais ils n'atteignent que 24 Géch/s [124], empêchant ainsi l'utilisation de la bande des 60 GHz. Cette implémentation *mostly digital* empêche donc l'utilisation de la bande des 60 GHz. Or nous avons montré via l'étude conjointe capacité canal architecture, qu'elle est très intéressante. Même si elle est l'architecture la plus apte à supporter la plus vaste reconfigurabilité, elle ne peut qu'être écartée des solutions possibles en tant qu'interface radio pour les réseaux de microsystemes communicants à 60 GHz.

L'implémentation *mostly digital* peut être déployée mais uniquement entre 3 et 10 GHz. Les convertisseurs flash CMOS [105] [117] [124] ont de telles performances qu'ils permettent la réalisation d'émetteurs-récepteurs mono ou multi bande IR-UWB mais uniquement entre 3 et 10 GHz. Deux paramètres sont importants dans le choix des convertisseurs : le nombre de bits utilisés :  $N$  et la fréquence d'échantillonnage  $F_e$ . Les convertisseurs flash peuvent atteindre soit une  $F_e$  élevée soit un grand nombre de bits, mais pas les deux, pour des raisons de consommation et de surface occupée [125]. Dans une configuration UWB, le nombre de bits possible devient alors réduit, limitant ainsi le cadre d'utilisation uniquement aux modulations binaires. Ce choix de conception n'est pas gênant puisqu'il colle au contexte des réseaux de microsystemes communicants. On avait d'ailleurs considéré cette limitation dans l'analyse de la capacité du canal en IR-UWB qu'on limitait à des modulations binaires. Le nombre de bits du convertisseur joue également sur les performances en démodulation (BER) en présence de bruit et d'interférences à bande étroite. [126] démontre que 4 bits suffisent pour atteindre de bonnes performances en

démodulations. La consommation d'un convertisseur flash croît exponentiellement avec le nombre de bits utilisé [126] [127].

Pour atteindre des fréquences d'échantillonnage élevées des techniques d'entrelacement temporel sont souvent utilisées [122] [127] [128]. Le théorème de Shannon sur l'échantillonnage impose une fréquence  $F_e$  supérieure à  $n_{sampling} = 2$  fois la fréquence maximale du signal analogique à traiter. Le facteur d'échantillonnage  $n_{sampling}$  impacte également les performances en démodulation (BER), en synchronisation et en portée radio [127] [129] [130]. Plus il est élevé, plus ces performances sont bonnes. Généralement un  $n_{sampling}$  de 4 est utilisée car il permet d'atteindre un bon compromis performance (BER et synchronisation) – énergie consommée [127] [130]. En effet, la consommation augmente avec le nombre de bit et la fréquence d'échantillonnage [117]. L'analyse de la capacité du canal, pour les systèmes mono bande IR-UWB entre 3 et 10 GHz, a montré que l'utilisation d'une très large bande n'était pas efficace pour augmenter le débit, compte tenu de la présence d'une asymptote due à l'étalement des échos. Une bande de 500 MHz suffit, pour les environnements du modèles IEEE 802.15.4a (tableau 3.3), pour atteindre environ 85 % de la capacité du canal. Dans le cas des systèmes mono bande entre 3 et 10 GHz, il est donc possible de concilier hautes performances en BER et synchronisation et fort débit. Par exemple, si on considère un système mono bande IR-UWB travaillant sur une bande de 500 MHz à partir de 3,1 GHz avec un convertisseur flash à 24 Géch/s, le facteur d'échantillonnage est alors de 6. Par contre pour un système multi bandes entre 3 et 10 GHz, l'objectif est l'augmentation du débit, il est alors nécessaire de diminuer le  $n_{sampling}$  afin de permettre de déployer un grand nombre de sous bandes et donc d'atteindre un débit élevé.

### 3.3.3 – Implémentation classique dite mixte

La figure 3.19 montre que l'implémentation mixte rapproche le couple CNA/CAN de l'antenne.

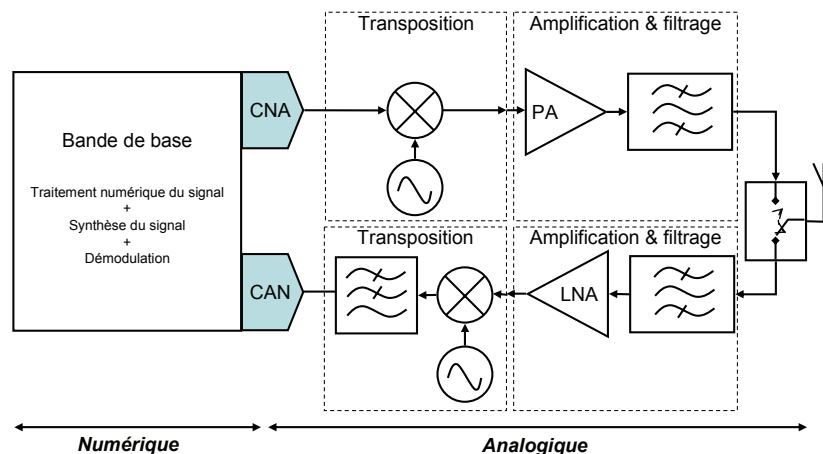


Figure 3.19 – Implémentation mixte d'un émetteur-récepteur IR-UWB avec un étage de transposition.

La synthèse des impulsions, la modulation, la démodulation, et le traitement du signal sont implémentés en numérique derrière des CNA/CAN très rapides fonctionnant au rythme de Shannon (théorème de l'échantillonnage) comme dans [124] et [131]. Le reste des fonctions (transposition en fréquence, amplification, et filtrage) est implémenté en analogique [111] [112] [113] [114] [115]. Cette implémentation est dite mixte car le partitionnement analogique/numérique est équitable. L'interface entre la bande de base numérique et la tête RF analogique se fait grâce aux CNA et CAN. La transposition en fréquence via un étage de conversion permet de s'adapter plus facilement au masque de la réglementation et d'en profiter d'une façon plus optimale comme le montre la figure 3.20. Elle illustre la solution par transposition grâce à une porteuse et un étage d'up-conversion pour les signaux IR-UWB à impulsion.

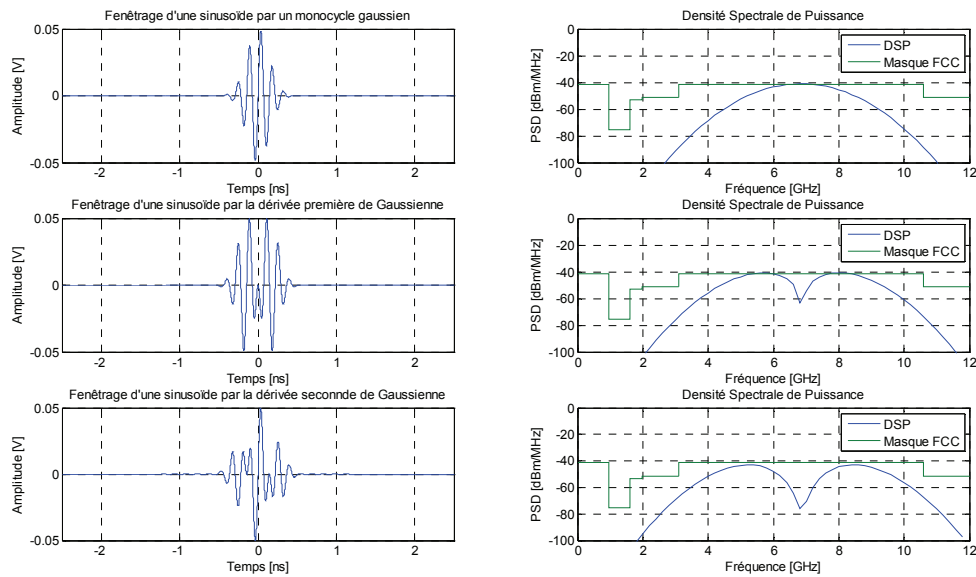


Figure 3.20 – Transposition d’impulsions à base de fonctions de Gauss et de leurs dérivées, grâce à une sinusoïde. Leurs densités spectrales de puissance (DSP) montrent qu’elles s’adaptent plus facilement à la réglementation (ici masque de la FCC).

Ce partitionnement permet à cette architecture d’être déployée entre 3 et 10 GHz et à 60 GHz et de supporter des architectures mono ou multi bandes. Les solutions multi bandes sont facilement envisageables grâce à l’adjonction d’un étage de conversion par sous bande ou par la génération d’un signal multi bandes en numérique. Les trois types de démodulations (cohérentes, non cohérentes, différenciellement cohérentes) sont également supportés. Cette implémentation est très bien adaptée au déploiement de la reconfigurabilité grâce à la numérisation de la plupart des fonctions.

Cette implémentation requiert des CAN/CNA beaucoup plus rapides que pour une implémentation *mostly analog* mais moins rapides que pour une implémentation *mostly digital*. Une fréquence de plusieurs Géc/s est requise faisant du couple CAN/CNA l’élément limitant et dimensionnant de cette architecture.

Au regard de nos critères : support de la reconfigurabilité, du contexte des réseaux de microsystemes communicants (faible consommation, simplicité, faible coût, encombrement réduit), faisabilité technologique, seule l’implémentation mixte est viable. En effet, c’est la seule à couvrir l’ensemble des architectures possibles aussi bien à 60 GHz qu’entre 3 et 10 GHz.

En tenant compte de l’étude conjointe capacité architecture et des implémentations possibles, une interface radio IR-UWB reconfigurable basée sur une architecture multi bandes à 60 GHz avec des antennes directives sous une implémentation mixte est la solution la plus appropriée pour les réseaux de microsystemes communicants privilégiant le débit à la consommation. Cette solution est présentée par la figure 3.21, elle s’adapte à une utilisation entre 3,1 et 10 GHz ou à 60 GHz. Une solution non cohérente remplaçant l’étage de *down-conversion* de réception par un par un bloc de détection d’énergie est également envisageable pour réduire la complexité.



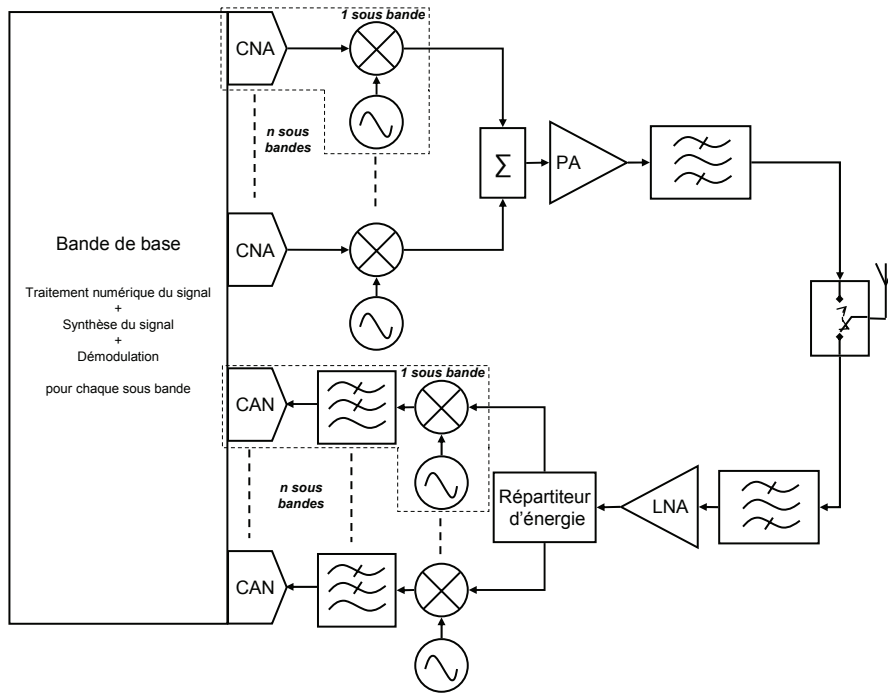


Figure 3.21 – Implémentation mixte d'un émetteur-récepteur MB-IR-UWB à n sous bandes analogique.

Pour implémenter cette solution, le problème principal réside dans les convertisseurs qui doivent atteindre des objectifs antagonistes : faible consommation, et rapidité, sans compromettre les performances en communications ( $BER$  versus  $E_b/N_0$  et synchronisation).

---

## 3.4 – Dimensionnement optimal d'un système MB-IR-UWB à implémentation mixte

Les solutions MB-IR-UWB à implémentation mixte sont adaptées aux besoins des réseaux de microsystemes communicants. En effet, ils disposent des capacités suivantes : reconfigurabilité, faible consommation, faible coût, faible encombrement, et simplicité. Nous proposons, ici, une méthodologie de conception pour les systèmes MB-IR-UWB sous des contraintes de performances, d'implémentations et d'environnements. Cette approche originale utilise notamment l'évaluation de la capacité du canal pour définir des règles de conception adaptées aux architectures avancées de communications pour les réseaux de microsystemes communicants.

### 3.4.1 – Expression du besoin et de l'originalité de l'approche.

Le nombre de sous bandes  $n$  et la largeur des sous bandes  $B_s$  sont les deux paramètres d'un système MB-IR-UWB. La plupart des implémentations MB-IR-UWB jusqu'à lors proposées [58] [59] [115] [125] [129] [132] [133] [134] [135], utilise 500 MHz de largeur de bande pour une sous bande et justifie ce choix par principalement quatre raisons : la difficulté de générer une impulsion sur l'ensemble des 7,5 GHz de bande disponible entre 3,1 et 10,6 GHz, la réduction de la fréquence de fonctionnement des convertisseurs, la flexibilité nécessaire à une bonne cohabitation avec les autres technologies radio et la réglementation de la FCC. On peut constater le même manque de justification, utilisant des critères de performances, concernant le nombre de sous bandes utilisé pour les systèmes MB-IR-UWB.

La méthodologie proposée est applicable aussi bien entre 3 et 10 GHz qu'à 60 GHz et propose d'utiliser des critères de performances (débit, consommation, complexité) pour dimensionner le système MB-IR-UWB. Elle s'adapte à tout dimensionnement d'un système MB-IR-UWB tant que le concepteur est capable de spécifier les contraintes. Cette approche innovante est la première solution de conception d'une interface MB-IR-UWB sur des critères de performances (débit, consommation) tout en prenant en compte l'environnement opérationnel du système (canal, et réglementation), et les contraintes d'implémentations (performances des composants utilisés). L'état de l'art ne montre que deux articles proposant d'utiliser une largeur de sous bande différente de 500 MHz [58] [136] pour jouer sur le débit du système, mais aucune optimisation n'est proposée. Nous proposons de déterminer le nombre  $n$  de sous bandes ainsi que leur largeur  $B_s$  optimisant le débit d'un système de communication MB-IR-UWB.

Le changement de philosophie de la réglementation UWB européenne par rapport à son homologue américaine et la libéralisation de la bande des 60 GHz requièrent ce type de méthodologie originale permettant une conception raisonnée et orientée sur un jeu de critères. L'approche s'adapte parfaitement au contexte des réseaux de microsystemes communicants.

### 3.4.2 – Formulation du problème d'optimisation pour la conception et le dimensionnement d'un système MB-IR-UWB.

On a montré grâce à la formule de la capacité du canal d'un système MB-IR-UWB, qu'il est possible de déterminer le couple  $n$  et  $B_s$  optimal au regard du critère débit. Pour ce faire,  $n$  doit tendre vers l'infini. Pour une implémentation, ces valeurs ne sont pas permises. C'est pourquoi nous proposons de considérer

l'environnement du système, le canal radio, la réglementation, les performances des composants utilisés, et un jeu de critères plus étendu (débit, complexité, coût, consommation et encombrement). L'approche proposée offre aux concepteurs un outil de conception complet permettant d'adapter le système à son contexte opérationnel et aux besoins de l'application.

Les critères considérés sont le débit maximal  $C_{MB-IR-UWB}$ , la complexité incarnée par le nombre de sous bande  $n$ , et la consommation représentée par le rapport cyclique  $\alpha$ . On cherche à maximiser le débit tout en restant dans les limites imposées par les objectifs de l'application et les performances des composants. La complexité, le coût maximal que le système peut supporter, est représentée par  $n_{max}$ , qui limite ainsi le nombre de sous bandes du système. Le rapport cyclique du système doit être inférieur à  $\alpha_{max}$  limitant ainsi la consommation.  $\alpha_{max}$  représente également la limite permettant de conserver une nature impulsionnelle à l'émetteur-récepteur MB-IR-UWB. Les performances des composants (bande et fréquence d'échantillonnage des convertisseurs, bande IF – *Intermediate Frequency* des mélangeurs) imposent une largeur de bande maximale pour chaque sous bande :  $Bs_{max}$ . Le canal UWB est pris en compte via l'étalement des échos  $T_d$ . La réglementation locale définit la bande totale que le système peut utiliser  $Btot_{max}$ . En considérant ces contraintes d'implémentations, les performances du canal, la réglementation locale et les objectifs de l'application en termes de consommation et complexité, on propose de déterminer le nombre de sous bandes optimal, au regard du débit puis de la consommation, et leur largeur via un problème d'optimisation énoncé comme suit :

$$\max[C_{MB-IR-UWB}(Bs, n)] = n \times \frac{1}{\frac{1}{Bs} + T_d} \quad (3.15)$$

sous les contraintes suivantes :

$$1 \leq n < n_{max} \quad (3.16)$$

$$\alpha = \frac{1}{1 + BsT_d} < \alpha_{max} \quad (3.17)$$

$$Btot = Bs \times n \leq Btot_{max} \quad (3.18)$$

$$Bs_{min} \leq Bs \leq Bs_{max} \quad (3.19)$$

$$Bs_{max} = \min \left[ \frac{f_{CAN}}{n_{sampling}}; B_{IF_{mélangeur}} \right] \quad (3.20)$$

$$Bs_{min} = \max \left[ \frac{Btot}{n_{max}}; \frac{\frac{1}{\alpha_{max}} - 1}{T_d} \right] \quad (3.21)$$

avec  $n$  et  $n_{max}$  des entiers positifs.

### **3.4.3 – Jeu de contraintes pour le dimensionnement d'un système MB-IR-UWB.**

La contrainte (3.16) sur la complexité détermine le nombre de bandes que peut avoir le système. Il se situe entre 1 et  $n_{max}$ , avec  $n_{max}$  qui permet de contraindre la complexité du système MB-IR-UWB. Rappelons que pour un système MB-IR-UWB, plus le nombre de sous bandes est grand, plus le débit est élevé. Une sous bande correspond à une partie traitement du signal numérique, à un convertisseur numérique analogique, et à un étage de transposition (mélangeur, VCO) pour l'émission. En réception, une

sous bande nécessite une partie numérique de traitement du signal, un convertisseur analogique numérique et un étage de *down-conversion* (PLL, mélangeur, filtre). Plus  $n$  est grand, plus la complexité du système est forte.

La contrainte (3.17) assure que la solution du problème d'optimisation  $[n_{opt}; Bs_{opt}]$  aura un rapport cyclique inférieur au rapport cyclique autorisé  $\alpha_{max}$ . Cette limitation permet de s'assurer que le système proposé conserve sa nature impulsionnelle et discontinue, afin qu'il profite des avantages intrinsèques liés (faible consommation, simplicité, faible coût). Limiter le rapport cyclique implique également une contrainte sur la consommation du système. En effet, le rapport cyclique est un bon indicateur de la consommation. Le rapport cyclique est lié à l'étalement des échos du canal ainsi qu'à la largeur de la sous bande. Plus la largeur d'une sous bande est grande, plus le rapport cyclique diminue. Le rapport cyclique maximal autorisé impacte donc la largeur de bande possible et donc l'intervalle des solutions possibles au problème d'optimisation (3.15).

La contrainte (3.18) assure que l'ensemble de la bande utilisée, c'est-à-dire la largeur d'une sous bande fois le nombre de sous bandes, est bien inférieure à la bande totale disponible pour le système  $Btot_{max}$ . Dans le meilleur des cas, la bande totale est limitée par la réglementation locale en vigueur : 7,5 GHz aux Etats-Unis et 2,5 GHz en Europe pour la bande UWB inférieure à 10,6 GHz, ainsi que 7 GHz aux Etats-Unis et 9 GHz en Europe pour la bande des 60 GHz. La bande peut également être limitée par le concepteur, à ce moment là,  $Btot_{max}$  est inférieure aux valeurs autorisées par les différentes réglementations.

La contrainte (3.19) spécifie l'intervalle d'existence des valeurs possibles pour la largeur d'une sous bande  $Bs$  qui doit être comprise entre  $Bs_{min}$  et  $Bs_{max}$ .

La contrainte (3.20) spécifie la largeur maximale d'une sous bande :  $Bs_{max}$ . Elle est limitée par les performances des convertisseurs (fréquence d'échantillonnage et facteur d'échantillonnage utilisé) ainsi que par la bande IF des mélangeurs.

La largeur de sous bande minimale (3.21) est la valeur maximale parmi deux définitions de la sous bande minimale : soit en tenant compte de la bande totale et du nombre de sous bandes maximal, soit en utilisant le rapport cyclique maximal autorisé et l'étalement des échos du canal. Sans violer les contraintes, il est impossible d'avoir, comme solution, une largeur de sous bande nécessitant un nombre de sous bandes plus grand que  $n_{max}$ . La plus petite largeur de sous bande correspond à la valeur associée à l'utilisation du plus grand nombre de bandes possible  $n_{max}$ . Pour un canal avec un étalement des échos spécifié, le rapport cyclique maximal autorisé contraint la largeur d'une sous bande.

### 3.4.4 – Solution du problème d'optimisation.

Cette formulation utilise la capacité du canal que l'on a étudiée précédemment. Le débit est maximum et tend vers  $n \times Bs$  quand  $n$  tend vers l'infini et  $Bs$  vers zéro. La solution du problème d'optimisation  $[n_{opt}; Bs_{opt}]$  est donc la valeur de  $n$  la plus grande parmi l'intervalle défini par les contraintes considérées. Le problème d'optimisation n'a pas forcément de solution. L'existence d'une solution dépend de contraintes interdépendantes qui définissent un intervalle de valeurs possible pour  $Bs = [Bs_{min}; Bs_{max}]$ . Si  $Bs_{min}$  est supérieur à  $Bs_{max}$ , alors le problème n'a pas de solution pour le jeu de contraintes considéré.

A partir de l'intervalle de solution possible pour  $Bs$  (cf. équation (3.20)), on obtient l'intervalle de valeur possible pour  $n$  associé à  $Bs_{min}$  et  $Bs_{max}$ .  $Bs_{min}$  définit la plus grande valeur entière possible pour  $n$  et  $Bs_{max}$  la plus petite. Elles sont obtenues à partir de la bande totale :

$$Bs \in [Bs_{min}; Bs_{max}], \quad (3.22)$$

$$n \in \left[ \text{int} \left( \frac{Btot}{Bs_{max}} \right); \text{int} \left( \frac{Btot}{Bs_{min}} \right) \right]. \quad (3.23)$$

Le  $n_{opt}$ , solution au problème d'optimisation, est la plus grande valeur possible de  $n$  :

$$n_{opt} = \text{int} \left( \frac{Btot}{Bs_{min}} \right). \quad (3.24)$$

Cette dernière nous permet d'obtenir  $Bs_{opt}$  :

$$Bs_{opt} = \frac{B_{tot}}{n_{opt}}. \quad (3.25)$$

La solution du problème sur le critère du débit est d'utiliser le nombre de sous bandes le plus grand possible et la bande totale la plus grande possible car l'asymptote de la capacité du canal en MB-IR-UWB est égale à la bande totale quand le nombre de bande est infini. Cette solution correspond également à un minimum contraint de consommation. Pour  $n$  le plus grand possible, choisir la valeur de la sous bande associée la plus grande permet d'optimiser le débit et réduire la consommation. En effet, plus la sous bande est grande, plus le rapport cyclique diminue.

Pour maximiser le débit et minimiser localement la consommation d'un système MB-IR-UWB, il faut que le nombre de sous bandes soit le plus grand possible et la largeur de sous bande associée la plus grande possible.

### **3.4.5 – Application numérique de la méthodologie proposée**

L'approche proposée pour le dimensionnement des systèmes MB-IR-UWB est applicable aussi bien entre 3 et 10 GHz qu'à 60 GHz. Pour des cas concrets et réalistes de contraintes, nous allons exposer le paramétrage optimal du système au regard du débit puis de la consommation lorsqu'une solution existe.

#### **3.4.5.1 – Application numérique : MB-IR-UWB entre 3,1 et 10,6 GHz**

Considérons les valeurs suivantes pour le jeu de contraintes afin d'évaluer l'intervalle de valeur possible pour  $n$  et pour  $Bs$ :

- $B_{tot,max} = 7,5$  GHz (réglementation américaine)
- $\alpha_{max} = 15$  % (consommation, nature discontinue et impulsionnelle du signal)
- $f_{CAN} = 1,5$  Géch/s (fréquence de fonctionnement du convertisseur)
- $n_{sampling} = 2$  (facteur d'échantillonnage – théorème de Shannon)
- $B_{IF\ mélangeur} = 1000$  MHz (bande IF du mélangeur)
- $T_d = 13,34$  ns ( $\tau_{85\%}$  du canal UWB Indoor Industrial LOS entre 3 et 10 GHz)
- $n_{max} = 20$  (indicateur de complexité).

Le nombre de sous bandes  $n$  peut alors prendre des valeurs dans l'intervalle [ 1 ; 20 ]. En utilisant les équations (3.17) à (3.21), on obtient l'intervalle de valeur possible pour  $Bs = [ Bs_{min} ; Bs_{max} ] = [ \max(375, 424) ; \min(750, 1000) ]$  MHz. Dans cette application numérique,  $Bs_{min}$  est limitée par le rapport cyclique maximal autorisé.  $Bs_{min}$  est inférieur à  $Bs_{max}$ , le problème possède donc une solution :  $[n_{opt} ; Bs_{opt}]$ . La résolution du problème d'optimisation, en utilisant les équations, spécifie comme solution :  $n_{opt} = 17$  sous bandes et  $Bs_{opt} = 440$  MHz.

La figure 3.22 illustre la capacité d'une sous bande, le rapport cyclique, le nombre de sous bandes et la capacité totale du système MB-IR-UWB pour l'intervalle de fréquence possible pour  $Bs$  la largeur d'une sous bande.

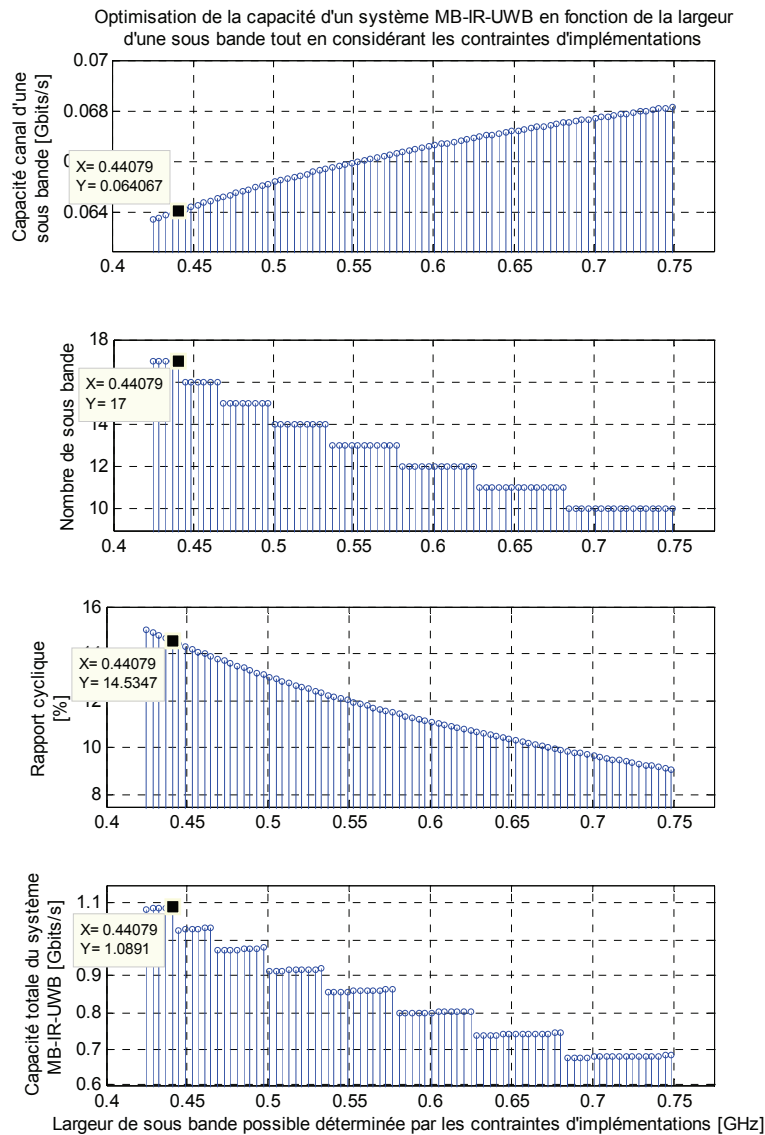


Figure 3.22 – Application numérique et solution du problème d'optimisation d'un système MB-IR-UWB entre 3,1 et 10,6 GHz.

La figure 3.22 montre que la capacité du système MB-IR-UWB n'est pas une fonction monotone avec la largeur d'une sous bande. La solution n'est donc pas la plus grande ou la plus petite largeur possible pour une sous bande. La capacité totale du système, d'une sous bande, le rapport cyclique et le nombre de sous bande sont représentés sur l'intervalle possible de  $B_s$  défini par les contraintes considérées :  $B_s = [424 ; 750]$  MHz.

La figure 3.22 contient un marqueur sur la solution du problème d'optimisation. Pour maximiser le débit du système MB-IR-UWB sous les contraintes spécifiées dans ce cas d'application, il est nécessaire d'utiliser 17 sous bandes de 440 MHz. Ce dimensionnement permet d'atteindre un débit 1089 Mbits/s. Cette largeur de sous bande correspond également à la plus grande largeur possible pour le nombre optimal de sous bandes, c'est-à-dire 17, traduisant ainsi que la solution est également un minimum contraint de consommation. C'est pour cette largeur de sous bande, que le rapport cyclique est le plus faible, quand on a un système avec 17 sous bandes.

Considérons un second jeu de contraintes qui mène à l'absence de solution :

- $B_{tot_{max}} = 7,5$  GHz
- $\alpha_{max} = 7$  %
- $f_{CAN} = 1,5$  Géch/s
- $n_{sampling} = 2$
- $B_{IF\ mélangeur} = 1000$  MHz

- $T_d = 13,34$  ns
- $n_{max} = 20$ .

On conserve toutes les valeurs de contraintes sauf pour le rapport cyclique que l'on limite à 7 %. Ce changement implique que l'intervalle de valeur possible pour  $B_s$  est :  $[\max(375, 997) ; \min(750, 1000)]$ .  $B_{s_{min}}$  vaut alors 997 MHz et est supérieur à  $B_{s_{max}}$  qui vaut 750 MHz. Le problème n'a donc pas de solution. La réduction du rapport cyclique autorisé mène à une augmentation de la bande nécessaire pour tenir ce rapport cyclique, qui devient trop importante par rapport aux capacités des convertisseurs et mélangeurs.

### **3.4.5.2 – Application numérique : MB-IR-UWB à 60 GHz**

La méthodologie proposée s'adapte à toute bande de fréquence, il est juste nécessaire de mettre à jour les contraintes. Pour une bande de déploiement autour de 60 GHz, on obtient le jeu de contrainte suivant :

- $B_{tot_{max}} = 9$  GHz (réglementation européenne)
- $\alpha_{max} = 50$  % (consommation, nature discontinue et impulsionnelle du signal)
- $f_{CAN} = 10$  Géch/s (fréquence de fonctionnement du convertisseur)
- $n_{sampling} = 4$  (facteur d'échantillonnage – théorème de Shannon)
- $B_{IF\ mélangeur} = 3000$  MHz (bande IF du mélangeur)
- $T_d = 0,730$  ns ( $\tau_{85\%}$  du canal UWB *Indoor Desktop LOS* à 60 GHz)
- $n_{max} = 20$  (indicateur de complexité).

La figure 3.23 illustre la solution de dimensionnement pour un système MB-IR-UWB à 60 GHz en tenant compte des contraintes précédentes. Un débit de 4,29 Gbits/s est atteint pour 6 sous bandes de 1,5 GHz. Chaque sous bande travaille avec un rapport cyclique de 47 % et atteint un débit de 716 Mbits/s.

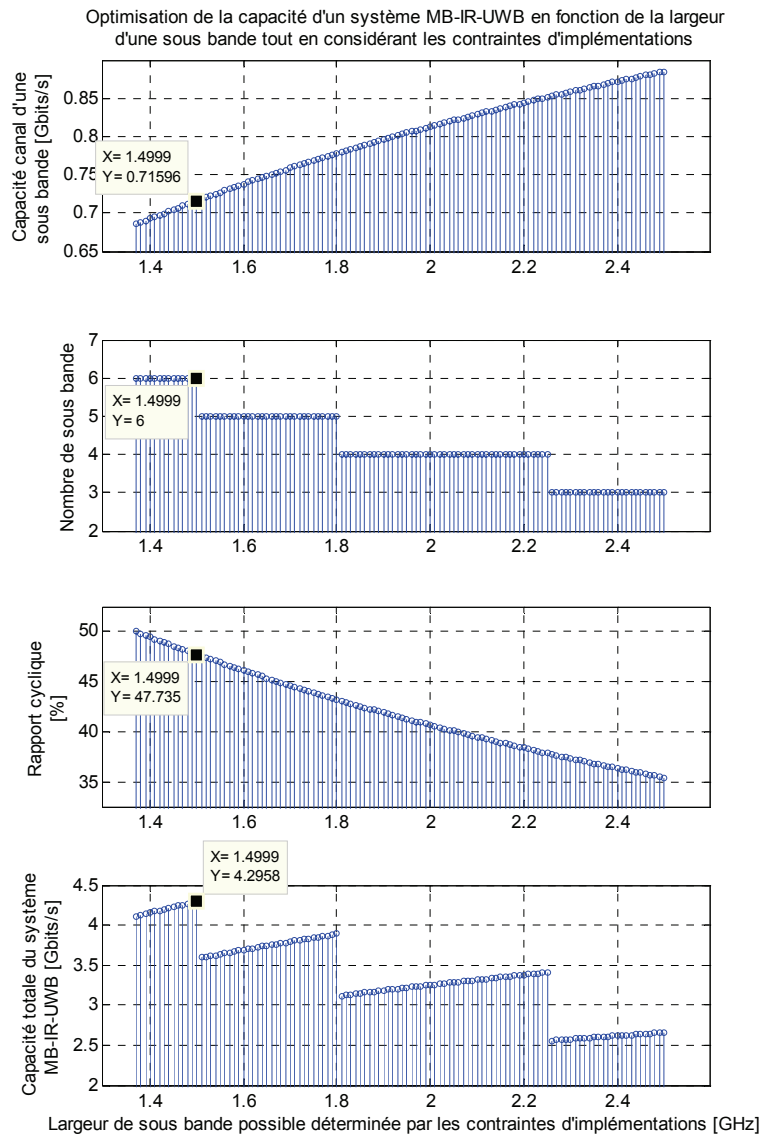


Figure 3.23 – Application numérique et solution du problème d'optimisation d'un système MB-IR-UWB à 60 GHz.

Le cas présenté dans la figure 3.23 est obtenu pour une saturation de la contrainte sur le rapport cyclique. En effet, c'est le rapport cyclique maximal et non pas la complexité, c'est-à-dire le nombre de sous bandes autorisé, qui limite ici la largeur de sous bande minimale et donc le nombre de sous bandes optimisant le débit. La figure 3.24 et les contraintes suivantes présentent un cas de dimensionnement de systèmes MB-IR-UWB limité par la complexité autorisée ( $n_{max}$ ) :

- $B_{tot_{max}} = 9$  GHz (réglementation européenne)
- $\alpha_{max} = 50$  % (consommation, nature discontinue et impulsionnelle du signal)
- $f_{CAN} = 10$  Géch/s (fréquence de fonctionnement du convertisseur)
- $n_{sampling} = 4$  (facteur d'échantillonnage – théorème de Shannon)
- $B_{IF\ mélangeur} = 3000$  MHz (bande IF du mélangeur)
- $T_d = 0,730$  ns ( $\tau_{85\%}$  du canal UWB *Indoor Desktop LOS* à 60 GHz)
- $n_{max} = 5$  (indicateur de complexité).

La figure 3.24 montre que le système est limité cette fois-ci par la complexité maximale tolérée, ici de 5 sous bandes. Le débit atteint est de 3,88 Gbits/s. Chacune des cinq sous bandes travaille sur une largeur de 1,8 GHz avec un rapport cyclique de 43 %.



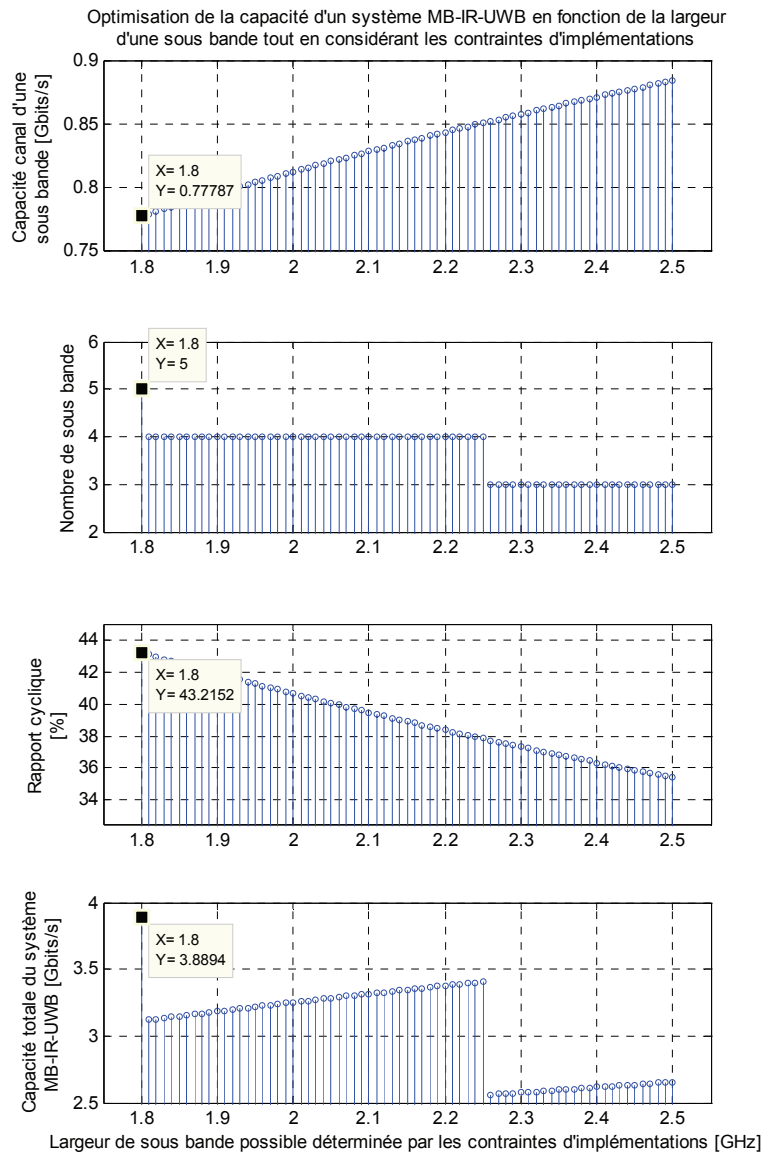


Figure 3.24 – Application numérique et solution du problème d'optimisation d'un système MB-IR-UWB à 60 GHz, où la capacité totale du système est limitée par la complexité maximale  $n_{max}$ .

Quand le débit du système MB-IR-UWB mixte à 60GHz avec des antennes directives est limité par  $n_{max}$ , la complexité du système, il est possible d'utiliser la partie numérique pour augmenter le nombre de sous bandes jusqu'à atteindre le rapport cyclique limitant. En effet, sur une sous bande analogique définie par un convertisseur et un étage de conversion, il est possible de générer en numérique un signal multi bandes IR-UWB grâce aux techniques comme la DDS (*Direct Digital Synthesis*) [137] [138], l'utilisation de filtre numérique [139] permettant d'obtenir des impulsions avec des spectres disjoints. Cette génération de sous bande numérique permet d'augmenter encore le débit et offre une reconfigurabilité du nombre de sous bandes au cours du temps, permettant ainsi au système MB-IR-UWB d'adapter le nombre de sous bandes en fonction du canal (étalement des échos) et des besoins de l'application (débit). Cette technique peut s'appliquer aussi entre 3 et 10 GHz.

---

## 3.5 – Conclusion : quelle architecture et implémentation pour une interface radio IR-UWB adaptée aux réseaux de microsystemes communicants ?

En proposant une étude conjointe sur la capacité du canal, l'architecture système et les contraintes d'implémentations d'un émetteur IR-UWB, nous avons sélectionné l'interface radio la plus adaptée aux réseaux de microsystemes communicants. La solution la plus adaptée est l'utilisation d'une architecture MB-IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives avec une implémentation mixte. L'utilisation de cette architecture en 3 et 10 GHz reste envisageable si les débits à supporter sont plus réduits et si les critères primordiaux sont la consommation et le coût. L'étude conjointe sur la capacité canal, l'architecture et l'implémentation nous a permis de déboucher sur cette conclusion.

Au cours de ce chapitre, nous avons proposé une formulation de la capacité du canal en IR-UWB adaptée au contexte des réseaux de microsystemes communicants. Pour respecter les contraintes de coût, complexité, consommation et encombrement, nous avons limité le débit maximal que l'on peut atteindre en se restreignant à l'étude des modulations binaires et de communications sans interférences inter symboles. Ces deux hypothèses suppriment la nécessité de récepteur complexe. La capacité du canal IR-UWB est alors liée uniquement à la résolution en temps du canal IR-UWB, elle dépend alors très fortement de la bande utilisée et de l'étalement des échos du canal.

Deux architectures d'interface radio IR-UWB sont possibles : mono bande et multi bandes IR-UWB. Pour chacune, on a formulé la capacité du canal, c'est-à-dire le débit maximal atteignable. Pour une architecture mono bande, la capacité du canal est limitée par une asymptote égale à l'inverse de l'étalement des échos, alors que pour les architectures multi bandes, l'asymptote limitant la capacité du canal est égale à la bande utilisée par le système. Compte tenu de ces limitations, l'utilisation de la bande des 60 GHz et d'antenne directives permet un fort accroissement du débit. En effet, l'étalement des échos est plus faible qu'entre 3 et 10 GHz, et la largeur de bande est plus importante.

Les différentes architectures proposées sont construites sur trois choix de conceptions : le nombre de sous bandes du système, le type d'antenne utilisée, et la bande de fréquence utilisée. L'étude et l'évaluation de la capacité du canal nous a permis de comparer ces choix de conceptions au regard du critère débit. Pour chaque architecture systèmes possible :

- mono bande IR-UWB entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives,
- multi bande IR-UWB entre 3 et 10 GHz avec des antennes omni directives,
- mono bande IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives,
- mono bande IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives,

nous avons formulé la capacité du canal. Sur le critère débit les architectures multi bandes sont plus performantes que les architectures mono bande. Plus le nombre de bandes est fort, plus le débit est élevé. L'utilisation de la bande des 60 GHz avec des antennes directives est plus favorable que la bande entre 3 et 10 GHz avec des antennes omnidirectives sur le critère du débit. En utilisant les modèle de canaux UWB IEEE 802.15.4a, IEEE 802.15.3c et l'étalement des échos en excès à 85 %, on a montré le débit que peut atteindre chaque conception système. Ces résultats sont rappelés dans le tableau 3.8.

Pour correspondre au contexte, les réseaux de microsystemes communicants, nous avons également pris en compte le coût, la complexité, l'encombrement et la consommation de l'architecture proposée. Sur l'ensemble de ces critères, c'est l'utilisation d'une architecture MB-IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives qui offre le meilleur compromis et donc la plus grande viabilité pour notre contexte.

Parmi les trois implémentations possibles pour cette interface radio MB-IR-UWB à 60 GHz avec antennes directives, l'implémentation mixte est la plus appropriée. Elle offre le meilleur compromis performances (débit, consommation, coût) – reconfigurabilité, tout en étant réalisable avec une technologie CMOS faible coût, faible consommation. Compte tenu des performances des convertisseurs flash CMOS,

nous avons montré que l'implémentation *mostly digital*, idéale pour la reconfigurabilité, n'est pas viable. L'un des intérêts du MB-IR-UWB est qu'il réduit la dépendance en performance du système par rapport aux performances des convertisseurs qui sont l'élément limitant prédominant dans les architectures mono bande.

Tableau 3.8 – Capacité canal en fonction de l'architecture de l'interface radio.

Architecture	Débit [Mbits/s]	
	Minimum	Maximum
3-10 GHz AOD n=1	5	75
3-10 GHz AOD n=10	50	700
3-10 GHz AOD n=20	100	1250
60 GHz AD n=1	1200	4150
60 GHz AD n=2	2200	5600
60 GHz AD n=3	2800	6400

Pour optimiser cette architecture au regard d'un jeu de contraintes adapté au contexte des réseaux de microsystemes communicants, une approche originale de dimensionnement sous forme de problème d'optimisation est proposée. Elle est associée à une architecture à implémentation mixte mais offre une flexibilité sur la bande de fréquence utilisée. L'approche proposée diffère de l'état de l'art grâce à une optimisation faite sur des critères de performances, l'environnement, le canal radio, les performances des composants utilisés et la réglementation. Les techniques de l'état de l'art se contentent de dimensionner le système en tenant compte uniquement de la réglementation. La solution proposée détermine le nombre optimal de sous bandes et la largeur des sous bandes optimale pour maximiser le débit d'un système MB-IR-UWB à implémentation mixte. L'approche proposée montre que, pour des contraintes réalistes pour la réglementation et le canal radio, ainsi que des performances inférieures à l'état de l'art des convertisseurs ou mélangeurs, un système MB-IR-UWB avec une implémentation mixte à 60 GHz avec des antennes directives atteint un débit d'environ 6,4 Gbits/s. Ce débit est bien supérieur aux implémentations MB-IR-UWB de l'état de l'art [58] [133] [134] [135] [136] [140] [141] qui couvrent des débits de 40 Mbits/s à 3 Gbits/s.

Pour résumer l'architecture et l'implémentation proposées permettent d'obtenir le débit maximal possible sur un canal UWB en respectant les contraintes imposées par le contexte des réseaux de microsystemes communicants. Le débit est maximisé sans violer les contraintes de coût, complexité, consommation, encombrement réduit et support de la reconfigurabilité. Le MB-IR-UWB a d'autres avantages comme [1] : la flexibilité, la coexistence avec d'autres systèmes radio, la réduction d'interférence, le support de plusieurs utilisateurs, la réduction des performances des convertisseurs, la réduction des exigences de synchronisation car la bande est réduite, une meilleure résistance aux interférences inter symboles [1] [58] [105]. En contrepartie, les performances en localisation sont moindres, la complexité est supérieure aux architectures mono bande et elle souffre des problèmes propres aux systèmes par conversion comme la nécessité d'avoir une synchronisation des porteuses en émission et réception.

Ce chapitre nous a montré que le débit accessible par l'interface radio dépendait de nombreux paramètres comme le canal (étalement des échos, bande de fréquence), le type d'antenne, la réglementation, la largeur bande utilisée, le type d'implémentation, la consommation, la complexité, les performances des composants et le rapport signal à bruit disponible. Pour fournir à tout instant, malgré l'évolution des ces paramètres, le jeu de performances (débit, consommation, portée, BER) le plus approprié aux besoins de l'application, il est nécessaire d'implémenter la reconfigurabilité. En effet, cette dernière, que nous traiterons dans le chapitre 5, permet d'adapter le nombre de sous bandes, la modulation, le rythme d'émission des impulsions, la largeur de bande utilisée.

La conception système d'une interface radio IR-UWB reconfigurable a été traitée dans ce chapitre, nous présenterons dans le suivant le traitement numérique du signal réalisé dans chaque sous bande pour transmettre et recevoir l'information. Les problèmes de synchronisation et démodulation seront abordés.

---

# Contributions

Les travaux présentés dans ce chapitre ont mené à plusieurs publications dans des revues et des conférences.

L'analyse de la capacité du canal IR-UWB en fonction de l'architecture et de l'implémentation est présentée dans :

- [142] : Electronics Letters, 2008
- [105] : Romanian Journal of Information Science and Technology, Journal ROMJIST 2009
- [104] : IEEE International Semiconductor Conference (IEEE CAS 2008)

L'implémentation *mostly digital* spécifique à l'IR-UWB est présentée dans :

- [39] : Romanian Journal of Information Science and Technology, Journal ROMJIST 2008

L'intérêt d'utiliser la bande des 60 GHz ainsi que des antennes directives a été présenté à :

- [25] : IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, IEEE ICECS 2007.

L'ensemble de ces travaux a été disséminé dans des colloques nationaux :

- [116] : Journée annuelle de l'école doctorale GEET (Génie Electrique Electronique Télécommunications (2009)

- [143] : Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (2009)

---

# Chapitre 4 : Emetteur reconfigurable IR-UWB.

---

<b>4.1 – Introduction .....</b>	<b>101</b>
<b>4.2 – Conception de la bande de base numérique reconfigurable IR-UWB.....</b>	<b>103</b>
4.2.1 – Convertisseur numérique analogique (CNA) à haute vitesse.....	103
4.2.2 – Interface à haute vitesse : CNA – circuit numérique .....	104
4.2.3 – Circuit numérique de traitement du signal : FPGA ou ASIC.....	105
<b>4.3 – Bande de base numérique reconfigurable IR-UWB en émission sur FPGA.....</b>	<b>111</b>
4.3.1 – Composants utilisés pour la bande de base numérique .....	111
4.3.2– Implémentation VHDL de la bande de base numérique reconfigurable.....	112
4.3.3 – Synthèse et placement routage .....	114
4.3.4 – Résultats de mesures .....	114
<b>4.4 – Prototypes d’émetteur IR-UWB reconfigurables sur FPGA .....</b>	<b>123</b>
4.4.1 – Emetteur IR-UWB reconfigurable mono bande entre 3 et 10 GHz .....	123
4.4.2 – Emetteur IR-UWB reconfigurable mono bande à 60 GHz .....	127
4.4.3 – Emetteur IR-UWB multi bande reconfigurable entre 3 et 10 GHz.....	129
<b>4.5 – Prototypes de bande de base numérique IR-UWB reconfigurables sur ASIC .....</b>	<b>132</b>
4.5.1 – Bande de base numérique IR-UWB non reconfigurable en ASIC.....	132
4.5.2 – Bande de base numérique IR-UWB reconfigurable en ASIC.....	135
<b>4.6 - Conclusion.....</b>	<b>138</b>
<b>Contributions .....</b>	<b>140</b>

## 4.1 – Introduction

Le chapitre 4 est dédié à la conception de la bande de base numérique reconfigurable responsable de l'émission des impulsions par l'architecture proposée dans le chapitre 3 : le MB-IR-UWB. Le chapitre 3 a montré que l'architecture proposée, et représentée figure 4.1, permet de répondre aux contraintes de notre contexte : les réseaux de microsystemes communicants. L'utilisation d'IR-UWB permet d'obtenir une interface radio faible coût, faible consommation, simple et peu encombrante, pendant que l'architecture proposée au chapitre 3 assure le support d'un débit élevé sans compromettre la capacité de reconfigurabilité. Nous proposons ici une nouvelle solution au niveau de la bande de base numérique IR-UWB reconfigurable. La figure 4.1 situe les travaux de ce chapitre, par rapport à l'architecture système proposée pour une interface radio IR-UWB adaptée aux réseaux de microsystemes communicants.

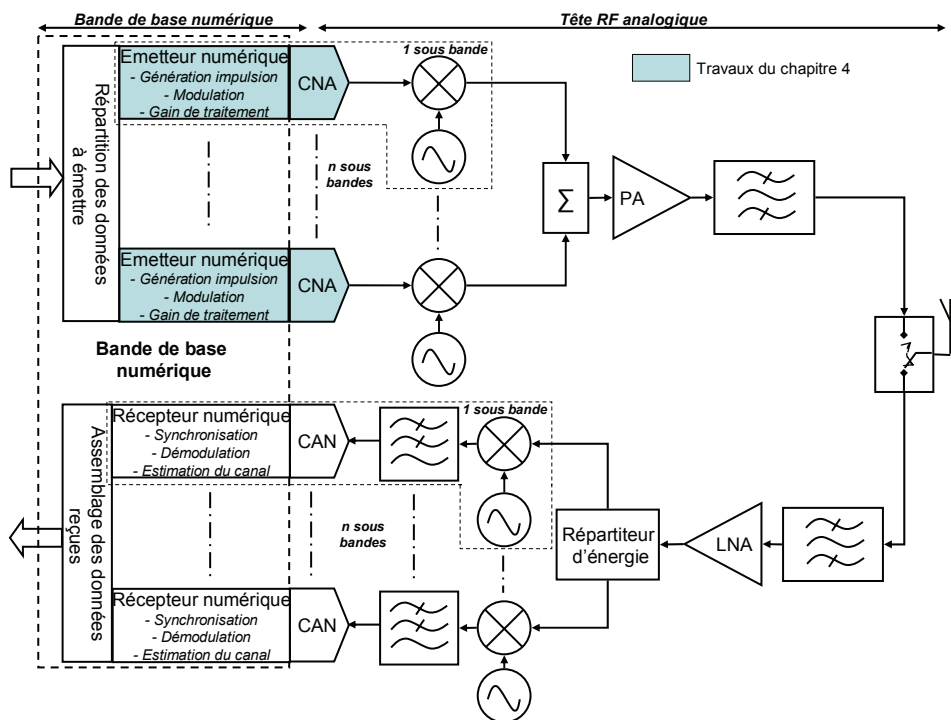


Figure 4.1 – Situation des travaux du chapitre 4, émetteur numérique, dans l'architecture d'un système MB-IR-UWB.

La bande de base numérique contient le circuit numérique de traitement du signal généralement un FPGA ou un ASIC, un convertisseur numérique analogique (CNA) et une interface entre ces deux éléments.

La bande de base numérique de l'émetteur IR-UWB doit remplir les fonctions suivantes : générer un train d'impulsion UWB en bande de base, appliquer la modulation et le gain de traitement (étalement de spectre). Son équivalent en réception est en charge de la démodulation, de la synchronisation, de l'estimation du canal, et du désétalement de spectre (*despreading*).

Comme annoncé dans le chapitre 2, la bande de base numérique implémentant l'émetteur-récepteur IR-UWB, est construite autour d'une approche cohérente afin de profiter de sa robustesse pour couvrir la plus grande gamme de besoin d'applications. Nous proposons dans ce manuscrit un couple émetteur récepteur IR-UWB BPSK cohérent. Nous verrons dans le chapitre 5 comment notre proposition permet de diminuer la complexité de cette approche, au niveau du récepteur, en tenant compte de l'implémentation numérique. Cette solution permet d'offrir d'excellentes performances sur le débit, le taux d'erreur binaire, et la récupération de l'énergie tout en respectant les contraintes de simplicité, de coût, d'encombrement et de consommation.

En IR-UWB, le traitement du signal peut être fait uniquement dans le domaine temporel. L'émetteur est beaucoup plus simple que le récepteur qui doit traiter les challenges d'IR-UWB liés à la large bande utilisée : la synchronisation, l'estimation du canal et la combinaison des multi trajets. Comme la bande est grande, la résolution du récepteur est très petite. Le nombre de multi trajets à traiter est donc important. La faible durée d'impulsion, le grand intervalle de recherche, ainsi que les faibles niveaux de puissance

impliquent une forte complexité sur la synchronisation. Cette dernière doit être précise et rapide pour éviter de forte dégradation du rapport signal à bruit. Compte tenu de ce différentiel de complexité, les performances du récepteur vont dimensionner l'émetteur. En effet, il est inutile de disposer d'un émetteur avec des performances supérieures à celles du récepteur si ce dernier n'est pas en mesure de démoduler les signaux émis associés.

Le choix de l'architecture MB-IR-UWB à implémentation mixte, présenté dans le chapitre 3, permet de spécifier et réduire les performances des bandes de base numérique. Les exigences d'une bande de base numérique pour un système MB-IR-UWB sont moindres que pour un système mono bande IR-UWB à cause du découpage en sous bandes plus petites. Les applications numériques du chapitre 3, pour les canaux radio UWB, indiquent la gamme de performances à atteindre pour les bandes de base numériques reconfigurables. Dans la suite du chapitre nous présenterons un cahier des charges adapté aux performances des composants disponibles sur le marché (CNA, mélangeur, oscillateur local) et du récepteur (CAN).

Le tableau 4.1 indique une idée des performances visées, dont les valeurs sont obtenues à partir de l'étude du chapitre 3. La reconfigurabilité est requise pour couvrir les différents besoins des applications des réseaux de microsystemes communicants ainsi que pour supporter différents environnements d'un canal UWB (cf. chapitre 3). Le cahier des charges de la bande de base numérique reconfigurable IR-UWB, spécifié par le tableau 4.1, recommande donc des intervalles de performances pour couvrir l'ensemble des besoins. La bande de base numérique proposée doit être capable de s'adapter, se reconfigurer, pour couvrir ces intervalles de performances. Nous montrerons la large gamme de performances (débit, portée radio, largeur de bande, gain de traitement, taux d'erreur binaire, consommation, puissance d'émission, forme d'impulsion, rapport cyclique, la forme du spectre) que peut couvrir une interface radio IR-UWB reconfigurable. Le tableau 4.1 nous résume une idée des performances à viser en considérant une implémentation mixte multi bande à 60 GHz et entre 3 et 10 GHz.

Tableau 4.1 – Indication sur les besoins en performances pour l'implémentation d'une bande de base numérique IR-UWB reconfigurable.

Performances requises	Bande de fréquence				Unité
	3,1 - 10,6 GHz		60 GHz		
Nombre de sous bande : $n$	2	15	2	10	
Largeur de bande RF : $B_s$	3,75	0,5	4,5	0,9	GHz
Largeur de bande BdB : $B$	1,875	0,25	2,25	0,45	GHz
Durée d'impulsion : $T_p$	0,533	4	0,444	2,22	ns
Puissance rayonnée : $P_{IRE}$	-5,56	-14,3	40	40	dBm
Etalement des échos : $T_d$	10	200	0,5	5	ns
Durée chip min : $T_c$	10,533	204	1000	140	ns
Débit chip max : $D_c$	100	5	1000	140	Mbits/s
Débit chip min : $D_c$			0,1		Mbits/s

L'ensemble des critères de performances n'est pas présenté dans le tableau 4.1. La consommation, le taux d'erreur binaire, la portée radio, la précision de synchronisation sont des paramètres à considérer également. Ils le seront dans le chapitre 5 qui traite de la bande de base numérique IR-UWB reconfigurable du récepteur.

La réalisation d'un émetteur IR-UWB reconfigurable est constituée des deux étapes : la conception du code VHDL décrivant le circuit numérique de traitement du signal pour une implémentation FPGA ou ASIC, et le déploiement d'une tête RF. L'interface entre ces deux parties se fait via le convertisseur numérique analogique (CNA). Notre apport se porte sur la conception VHDL. Nous présenterons la conception générale ainsi qu'une version adaptée aux composants du marché utilisés pour la tête RF et le convertisseur. La bande base numérique proposée est dédiée à la génération d'un train d'impulsions IR-UWB BPSK reconfigurable avec gain de traitement. Elle s'adapte, comme le montre la figure 4.1, aux architectures multi bandes. Cette partie est donc dédiée à la présentation de notre proposition de bande de base numérique pour l'émission. Les performances en débit, durée d'impulsion, puissance maximale rayonnée, dépendent du CNA utilisé.

## 4.2 – Conception de la bande de base numérique reconfigurable IR-UWB

Le comportement discontinu d'un signal IR-UWB permet d'effectuer le traitement du signal uniquement dans le domaine temporel ce qui s'accommode très bien avec une implémentation numérique [111] [120] [122] [126]. Comme le montre [14] et [36], un signal IR-UWB consiste en l'émission d'une impulsion très large bande modulée et retardée en fonction de la donnée binaire à transmettre, du gain de traitement et du débit.

Trois éléments sont importants dans une bande de base numérique IR-UWB : le CNA utilisé, le circuit numérique utilisé (FPGA ou ASIC) ainsi que l'interface entre ces deux éléments. Dans ce chapitre, nous présenterons des implémentations FPGA et ASIC.

### 4.2.1 – Convertisseur numérique analogique (CNA) à haute vitesse

La conception de l'émetteur dépend fortement du convertisseur utilisé. Il impacte directement la bande que peut couvrir l'impulsion générée. Il doit donc être rapide ( $\sim$  Géch/s) tout en étant pilotable par des entrées numériques dont les vitesses restent compatibles avec une génération FPGA.

Des CNAs basés sur l'architecture *current steering* offrent la vitesse d'échantillonnage la plus élevée [144] [145] [146]. Pour une implémentation numérique en IR-UWB, plusieurs solutions sont possibles : soit des convertisseurs numériques analogiques *current steering* à entrelacement temporel [147] soit des CNAs *current steering* avec des multiplexeurs en entrée [131]. Ces deux types de convertisseurs ont à peu près le même principe qui est l'augmentation du nombre d'entrées pour réduire leur vitesse. Ils peuvent être décrits par la même formalisation mathématique. On utilisera la dénomination de CNA à entrelacement temporel par la suite. Le tableau 4.2 recense quelques CNA à entrelacement temporel travaillant à plusieurs Géch/s disponibles commercialement. Le tableau 4.3 présente trois CNA de l'état de l'art à entrelacement temporel ou utilisant des multiplexeurs pour réduire la vitesse des entrées numériques. Le tableau 4.3 précise également la consommation et la surface de tels convertisseurs à plusieurs échantillons par secondes.

Tableau 4.2 – Etat de l'art des convertisseurs numériques analogiques du marché à haute vitesse avec des entrées entrelacées en temps.

CNA	Performances			Vitesse des sorties de la bande de base numérique [MHz]
	Fréquence d'échantillonnage : $F_e$ [GSPS]	Nombre de bits : $k$	Nombre de voies entrelacées : $v$	
E2V : TS86101G2B	1,4	10	4	360
MaximIC : MAX19692	2,3	12	4	575
MaximIC : MAX19693	4	12	4 en DDR	500
Texas Instrument : DAC5670-SP	2,4	14	2	1200
Euvis : MD622P	4	12	2	2000
Euvis : MD652D	4	12	4	1000
Euvis : MD681S	4	12	8	500
Euvis : MD622H	8	12	2 en DDR	500



Tableau 4.3 – Exemple de convertisseurs numériques analogiques de la littérature à haute vitesse avec des entrées entrelacées en temps.

CNA	Fréquence d'échantillonnage $F_e$ [GSPS]	Nombre de bits : $k$	Nombre de voies entrelacées : $v$	Vitesse des sorties de la bande de base numérique [MHz]	Architecture	Consommation [mW]	Surface [mm <sup>2</sup> ]	Technologie	Année
[148] C.K. Ken Yang et al.	8	8	8	1000	Entrelacement temporel	1200	0,9 x 0,1	CMOS 250	2001
[149] Wang et al.	5,4	6	2	2700	Entrelacement temporel	20	0,110 x 0,09	CMOS 130	2005
[131] Baranuskas et al.	20	6	16	1250	Multiplexeur	360	2,5 x 2,5	SiGe 180	2006

Quatre paramètres sont nécessaires à la représentation de tel CNA :  $k$  le nombre de bits,  $F_e$  la fréquence d'échantillonnage, et  $v$  le nombre de voies entrelacées temporellement. L'entrelacement temporel a pour objectif de réduire la vitesse des données à fournir au CNA. En effet, un CNA classique travaillant à  $F_e$  doit avoir une entrée de donnée numérique travaillant également à  $F_e$ . Le signal analogique de sortie maintient pendant  $T_e = 1 / F_e$ , la valeur spécifiée par le vecteur numérique sur  $k$  bits d'entrée. La figure 4.2 illustre le fonctionnement d'un CNA classique et d'un CNA à entrelacement temporel. Un convertisseur à entrelacement temporel conserve une sortie analogique mise à jour au rythme  $F_e$ , mais le nombre de vecteurs d'entrée numérique est  $v$  fois plus grand. Les  $v$  vecteurs d'entrée de  $k$  bits sont lus tour à tour au rythme  $F_e / k$ . Le nombre d'entrées est plus important mais elles sont moins rapides.

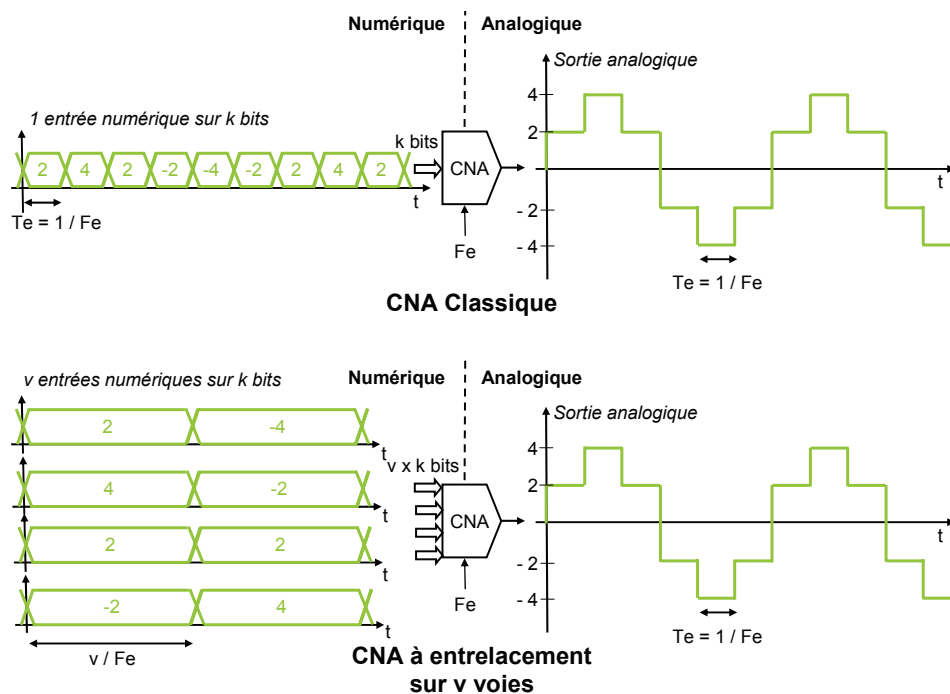


Figure 4.2 – CNA classique et CNA à entrelacement : illustration de la réduction du rythme des entrées numériques.

Plus  $F_e$  est importante, plus le CNA permet de générer des formes d'impulsions évoluées permettant une adaptation aux masques des réglementations ainsi que optimisation de l'utilisation du spectre disponible.

## 4.2.2 – Interface à haute vitesse : CNA – circuit numérique

Ce type de structure permet l'interfaçage de CNA ultra rapide à plusieurs Géc/s [131] avec les entrées-sorties (E/S) d'un circuit numérique de traitement du signal (plusieurs centaines de MHz). En effet, un FPGA, ou un ASIC, a un rythme de sortie limité. Le tableau 4.4 recense les vitesses d'E/S maximales de FPGAs Xilinx.

Tableau 4.4 – Vitesses des E/S classiques des FPGA Xilinx (speed grade le moins rapide)

FPGA Xilinx	Vitesse des E/S classiques [Mbits/s]
Virtex 6	1250
Virtex 5	1000
Virtex 4	800
Spartan 6	950

Les FPGAs ont des vitesses de fonctionnement pour le cœur de l'ordre de quelques centaines de MHz. Cette fréquence varie en fonction de la famille du FPGA. Si la vitesse de fonctionnement du cœur est inférieure à la vitesse maximale des E/S, alors pour ne pas être limité par le cœur, il existe des mécanismes comme les E/S travaillant sur front montant et descendant, ainsi que les sérialiseur-désérialiseurs (SER/DES) [150] permettant d'augmenter le débit général des E/S. Ce sont ces mécanismes qui permettent d'atteindre les débits spécifiés par le tableau 4.4 en proposant une parallélisation des flux de données.

Il est possible de réaliser des interfaces à haute vitesse en sacrifiant la contrainte de taille et en optant pour une implémentation parallèle du code VHDL dans le FPGA ainsi que l'utilisation de CNA à entrelacement temporel. C'est la seule solution pour générer numériquement des signaux IR-UWB à très large bande sur FPGA. Ainsi, en fonction de la fréquence de fonctionnement du cœur du circuit numérique et de la vitesse requise par les entrées du CNA, une parallélisation du cœur sur  $v$  voies, grâce aux SER/DES ou aux IODDR, doit être implémentée. Plus la vitesse du cœur est lente et plus la vitesse des entrées du CNA requise est élevée, plus  $v$  le nombre de voies parallélisées doit être important. Un SER/DES Xilinx permet une parallélisation entre 2 et 10 voies.

Pour assurer l'interface avec le CNA, le FPGA peut adapter la signalisation de ses sorties avec différents protocoles différentiels ou non différentiels (asymétriques), différentes amplitudes et différentes impédances [150].

Pour un ASIC le problème de différence de vitesse est également présent, mais il est moindre. En effet, un ASIC, avec une technologie CMOS récente, peut atteindre des fréquences de fonctionnement plus élevées qu'un FPGA. Le besoin de CNA à entrelacement temporel reste néanmoins nécessaire.

## 4.2.3 – Circuit numérique de traitement du signal : FPGA ou ASIC

Le circuit numérique a pour fonction de décrire l'évolution d'un signal IR-UWB modulé BPSK au cours du temps en fonction des données à émettre, du gain de traitement (nombre d'impulsions par bit), de la durée et de l'amplitude de l'impulsion, ainsi que du rythme binaire et chip. Le circuit numérique doit donc maîtriser l'évolution au rythme  $F_e / v$  des  $v$  bus de sortie contenant chacun  $k$  bits à destination du CNA. Pour assurer une bonne synchronisation entre la bande de base et le CNA, ce dernier fournit à la bande de base l'horloge à  $F_e / v$ . La figure 4.3 représente la structure de l'émetteur IR-UWB proposé contenant les fonctions principales de l'émetteur IR-UWB. On constate le besoin en parallélisation de la bande de base, au niveau du générateur IR-UWB, pour s'adapter aux entrées du CNA.

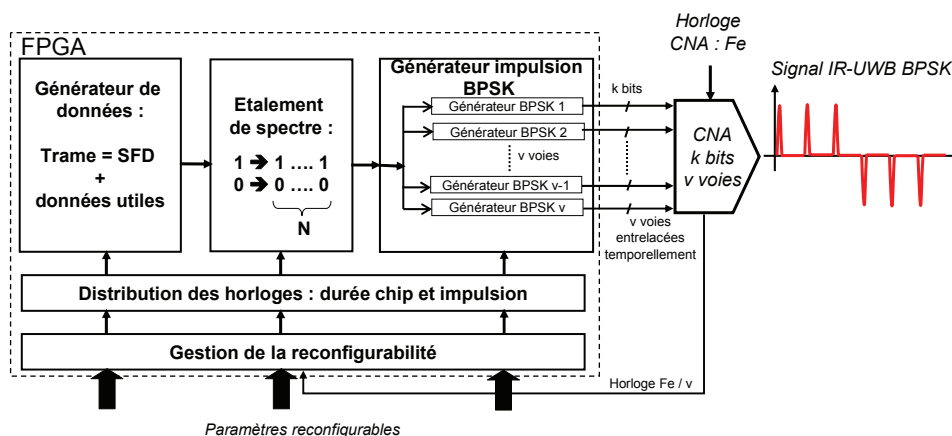


Figure 4.3 – Structure de l'émetteur IR-UWB BPSK reconfigurable proposé construit autour d'un CNA à entrelacement temporel et de cinq fonctions de base.

L'émetteur contient cinq fonctions de base. La première est responsable de la construction de la trame de données à envoyer. La trame est divisée en deux parties : des données utiles et un SFD (Start of Frame Delimiter) qui permettra au récepteur la synchronisation en temps. La seconde fonctionnalité applique l'étalement de spectre. Chaque bit émis est étalé par une séquence de  $N$  chips pour améliorer le BER et renforcer la résistance aux interféreurs à bande étroite. La troisième fonction est responsable de la génération de l'impulsion ainsi que de la modulation BPSK. La quatrième fonction a pour mission de délivrer à chaque fonction son rythme de travail parmi le rythme binaire, chip, ou la durée des impulsions. Enfin, la cinquième fonction s'acquitte de la reconfigurabilité de l'émetteur qui consiste en la capacité à adapter dynamiquement au cours du temps les performances de l'émetteur comme la consommation, le débit, la portée, la puissance consommée, la puissance émise, le gain de traitement, la durée d'impulsion et la largeur du spectre émis.

### 4.2.3.1 – La reconfigurabilité

La reconfigurabilité radio, dont le besoin fut introduit par les militaires, est définie par Mitola III dans [151]. L'idée est de proposer un unique circuit radio capable d'opérer sur l'ensemble des standards de communications sans fil. Un circuit reconfigurable doit pouvoir changer au cours du temps de technique d'émission (modulation, bande de fréquence, débit). Pour ce faire, une implémentation numérique dite *mostly digital* est recommandée car elle permet plus facilement de faire évoluer les performances du circuit [25] [39] [103]. En effet, une implémentation numérique se reconfigure à moindre coût par rapport à une implémentation analogique. Cette approche basée sur une implémentation numérique est appelée *Software Radio* (SR) [152]. L'implémentation entièrement numérique nécessite, comme nous l'avons montré dans le chapitre 3, des convertisseurs très rapides et performants car ils doivent être placés près de l'antenne afin d'avoir la plus grande flexibilité. Actuellement, comme nous l'avons montré dans le chapitre 3, les performances des convertisseurs ne permettent pas de telles implémentations pour des contraintes de coût et de consommation [152] [153]. C'est pourquoi les implémentations mixtes, ou *Software-Defined Radio* (SDR), avec des étages de conversions, sont proposées [152] [154].

Pour notre radio IR-UWB, l'objectif est qu'elle opère à tout instant au cours du temps au meilleur point de fonctionnement permettant de répondre aux besoins de l'application au meilleur coût. Pour ce faire, nous allons implémenter une reconfigurabilité par paramètres car elle s'adapte très bien au traitement du signal uniquement dans le domaine temporel d'un émetteur-récepteur IR-UWB [25] [155]. De plus, la reconfigurabilité par paramètres s'adapte aussi bien aux implémentations FPGA qu'ASIC. L'idée est d'assigner à l'émetteur-récepteur, en tant qu'entrées, un ensemble de paramètres qui lui permettront d'ajuster ses propriétés (débit, durée d'impulsion, bande occupée).

### 4.2.3.2 – Formalisation mathématique de la bande de base numérique reconfigurable

La génération du signal IR-UWB peut se faire à une résolution temporelle  $\epsilon_{CNA}$  égale à l'inverse du rythme du CNA :

$$\epsilon_{CNA} = \frac{1}{F_e} \quad (4.1)$$

Le fait d'utiliser un CNA à entrelacement temporel spécifie un second domaine de résolution temporelle que l'on appelle fenêtre de résolution :  $w_{CNA}$ , qui dépend du nombre de voies entrelacées par le multiplexeur et du type d'interface (SER/DES, IODDR, normal) :

$$w_{CNA} = v \times \epsilon_{CNA} \quad (4.2)$$

Cette fenêtre de résolution correspond à la durée pendant laquelle les vecteurs de sorties en direction du CNA sont constants.

Comme l'IR-UWB ne nécessite qu'un traitement du signal dans le domaine temporel, toutes les valeurs caractéristiques de l'émetteur (durée de l'impulsion, d'un bit, d'un chip, débit binaire, bande occupée, rapport cyclique) peuvent s'exprimer en fonction des deux domaines de résolution temporelle (équations (4.1) et (4.2)) qui représentent les deux rythmes disponibles dans la bande de base. On adjoint, à chaque paramètre de l'émetteur, une valeur dimensionnante,  $M_x$ , où  $x$  est soit la durée de l'impulsion, soit la durée chip. En utilisant  $M_x$  et les résolutions temporelles disponibles dans l'émetteur, on peut définir les deux paramètres essentiels à la conception d'un émetteur IR-UWB : la durée de l'impulsion et la durée d'un chip :

$$T_p = M_{T_p} \times \varepsilon_{CNA}, \quad (4.3)$$

$$T_c = M_{T_c} \times w_{CNA}, \quad (4.4)$$

avec  $M_x$  des entiers positifs.

On a montré dans le chapitre 2 qu'à partir de ces deux caractéristiques, ainsi que du nombre d'impulsions par bit,  $N$ , on peut évaluer l'intégralité des caractéristiques d'un émetteur IR-UWB :

$$\text{- durée d'un bit : } T_b = N \times T_c, \quad (4.5)$$

$$\text{- débit binaire : } D = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{N \times T_c}, \quad (4.6)$$

$$\text{- rapport cyclique : } \alpha = \frac{T_p}{T_c}, \quad (4.7)$$

$$\text{- bande occupée : } B = \frac{1}{T_p}, \quad (4.8)$$

La figure 4.4 illustre comment, grâce à une description temporelle et aux deux résolutions disponibles via le CNA à entrelacement temporel, il est possible de générer un signal BPSK IR-UWB.

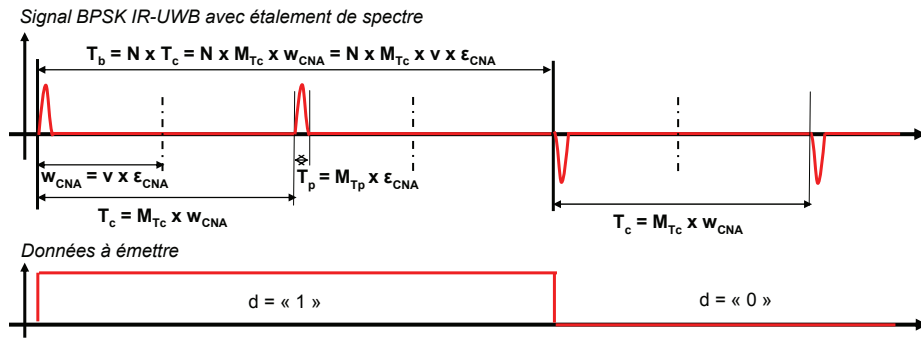


Figure 4.4 – Illustration de la génération d'un signal IR-UWB BPSK avec étalement de spectre ( $N=2$  impulsions/bit) dans le domaine temporel dont le dimensionnement est fait à partir de deux résolutions temporelles :  $w_{CNA}$  et  $\varepsilon_{CNA}$ .

La figure 4.4 montre comment est défini l'ensemble des paramètres (durée d'un chip, d'un bit, d'une impulsion) dimensionnant dans le temps un train d'impulsions IR-UWB BPSK. Le but de la bande de base est donc, en fonction de ces durées obtenues à partir des horloges associées au CNA, de faire évoluer les entrées du CNA pour obtenir une impulsion positive en sortie quand le bit à émettre est un un logique et une impulsion négative quand le bit à émettre est un zéro logique.

La reconfigurabilité est atteinte en considérant les valeurs dimensionnantes  $M_x$  des paramètres (comme la durée d'impulsion ou la durée d'un chip) comme des entrées de l'émetteur IR-UWB reconfigurable. On les représente alors par  $M_x^*$ . En changeant leur valeur, l'émetteur est reconfiguré et peut adapter sa gamme de performances à l'évolution de l'environnement opérationnel, du canal, et des besoins de l'application. Ceci permet un fonctionnement au meilleur coût. L'absence de surdimensionnement évite par exemple la consommation superflue, ou l'utilisation trop importante de la ressource spectrale. Les propriétés reconfigurables de notre émetteur IR-UWB sont la durée de l'impulsion, la bande occupée, l'amplitude de l'impulsion, la densité de puissance, la durée d'un chip, le gain de traitement, le débit binaire, le rythme

d'émission des impulsions, la puissance consommée, le rapport cyclique, l'étalement des échos maximal supporté et la portée radio.

Ce type de reconfigurabilité par paramètre nécessite un nombre d'entrées important si l'émetteur doit posséder une large gamme de reconfigurabilités. Plus la gamme est importante, plus le nombre d'entrées doit être élevé. C'est l'un des coûts de la reconfigurabilité.

### 4.2.3.3 – Fonction 1 : génération de la trame

Cette première fonctionnalité, dont les entrée-sorties sont représentées sur la figure 4.5, a pour vocation de générer la trame de longueur  $L$  bits contenant  $L_{SFD}$  bits de SFD (Start of Frame Delimiter) et  $L_{utile}$  bits de données utiles ( $L = L_{SFD} + L_{utile}$ ). Ce travail de génération de trame binaire se fait au rythme binaire  $T_b$  fourni par la fonctionnalité 4 qui distribue les horloges. Il maintient pendant la durée d'un bit  $T_b$  sa sortie binaire sur un bit à 1 ou 0 en fonction du bit construit par la trame.

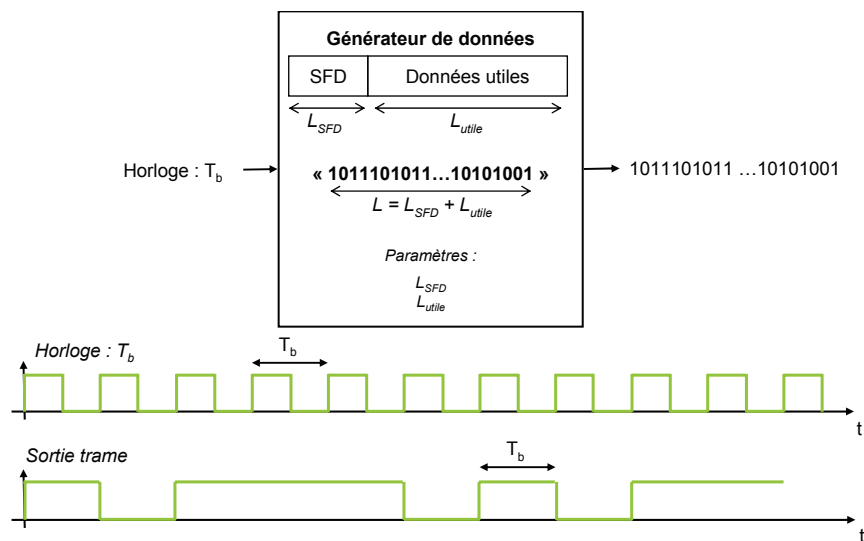


Figure 4.5 – Fonction 1 de l'émetteur IR-UWB BPSK : générateur de trame contenant les données à émettre.

### 4.2.3.4 – Fonction 2 : étalement de spectre

L'objectif est d'appliquer l'étalement de spectre aux données binaires de la trame. Pour le moment nous n'avons considéré qu'un cas particulier de l'étalement de spectre par séquence directe : un un logique est remplacé par une suite de  $N$  chips à un, et un zéro logique par une suite de  $N$  chips à zéro. Une information binaire de durée  $T_b$  est constituée de  $N$  chips de durée  $T_c$ . Les rythmes  $T_c$  et  $T_b$  sont fournis par la fonctionnalité 4 qui distribue et génère les horloges.

### 4.2.3.5 – Fonction 3 : générateur d'impulsions BPSK

Nous proposons de générer des impulsions unipolaires ou bipolaires. L'impulsion unipolaire permet de rendre la durée d'impulsion la plus petite possible. Elle sera, en effet, dans le meilleur des cas, égale à une période de l'horloge du CNA. Une impulsion bipolaire dure au moins deux fois plus longtemps qu'une impulsion unipolaire. A la sortie de l'émetteur complet (avec la tête RF) les impulsions unipolaires deviendront bipolaires car la tête RF utilise un étage de transposition.

Pour générer une impulsion il suffit d'appliquer aux vecteurs d'entrée du CNA, en tenant compte de l'entrelacement temporel, la valeur crête de l'impulsion permettant de respecter la réglementation et de s'adapter au mieux à l'étage suivant. Pour l'envoi d'un un, on applique une amplitude  $A$ , pour un zéro une amplitude  $-A$ . Cette amplitude est représentée en binaire sur les  $k$  bits utilisés par le CNA et est fournie par la fonction qui gère la reconfigurabilité. La représentation signée utilisée déterminera la valeur binaire associée aux amplitudes représentant la modulation d'un un et d'un zéro logique en BPSK.

Compte tenu de l'entrelacement temporel sur  $v$  voies du CNA mises à jour au rythme  $Fe / v$ , une voie impacte la sortie du CNA pendant  $Te = 1 / Fe = \epsilon_{CNA}$ , et les  $v$  voies impactent la sortie du CNA pendant la durée  $w_{CNA} = v \times Te = v / Fe$ . Ainsi, comme le montre la figure 4.6 la durée de l'impulsion est déterminée par le nombre de voies ( $M_{Tp}$ ) dont on met la valeur à jour parmi les  $v$  voies, les autres voies restent à zéro tout le temps. Par exemple, si trois voies sont utilisées parmi les  $v$  voies disponibles, alors la durée de l'impulsion est égale à trois fois  $Te$  ( $T_p = M_{Tp} \times Te = M_{Tp} \times \epsilon_{CNA}$ ).

Le générateur d'impulsions a en entrée un flux de chips avec la valeur un ou zéro logique, il définit la valeur des  $v$  vecteurs d'entrées du CNA pour générer des impulsions IR-UWB modulées BPSK. Deux informations temporelles sont utilisées : la durée d'un chip et la durée d'une impulsion. La durée d'impulsion est représentée par le nombre de voies utilisées parmi les  $v$  voies disponibles. On le représente par  $M_{Tp}$  de l'équation (4.3). Il est judicieux de limiter  $M_{Tp}$  à la moitié de  $v$  pour s'assurer d'un rapport cyclique toujours inférieure ou égale à 50 %. La durée d'un chip est dimensionnée par rapport à  $w_{CNA}$  avec  $M_{Tc}$  (cf. équation (4.4)). La figure 4.6 traite un exemple pour  $M_{Tp} = 1$ ,  $M_{Tc} = 2$ ,  $k = 4$ , et  $v = 4$ .

Les différents rythmes (durée impulsion, et durée chip) construits sur  $w_{CNA}$  et  $\epsilon_{CNA}$  sont générés et distribués par la fonctionnalité 4. La fonction 5 gère la reconfigurabilité et est responsable des valeurs de  $A$  et  $M_{Tp}$ .

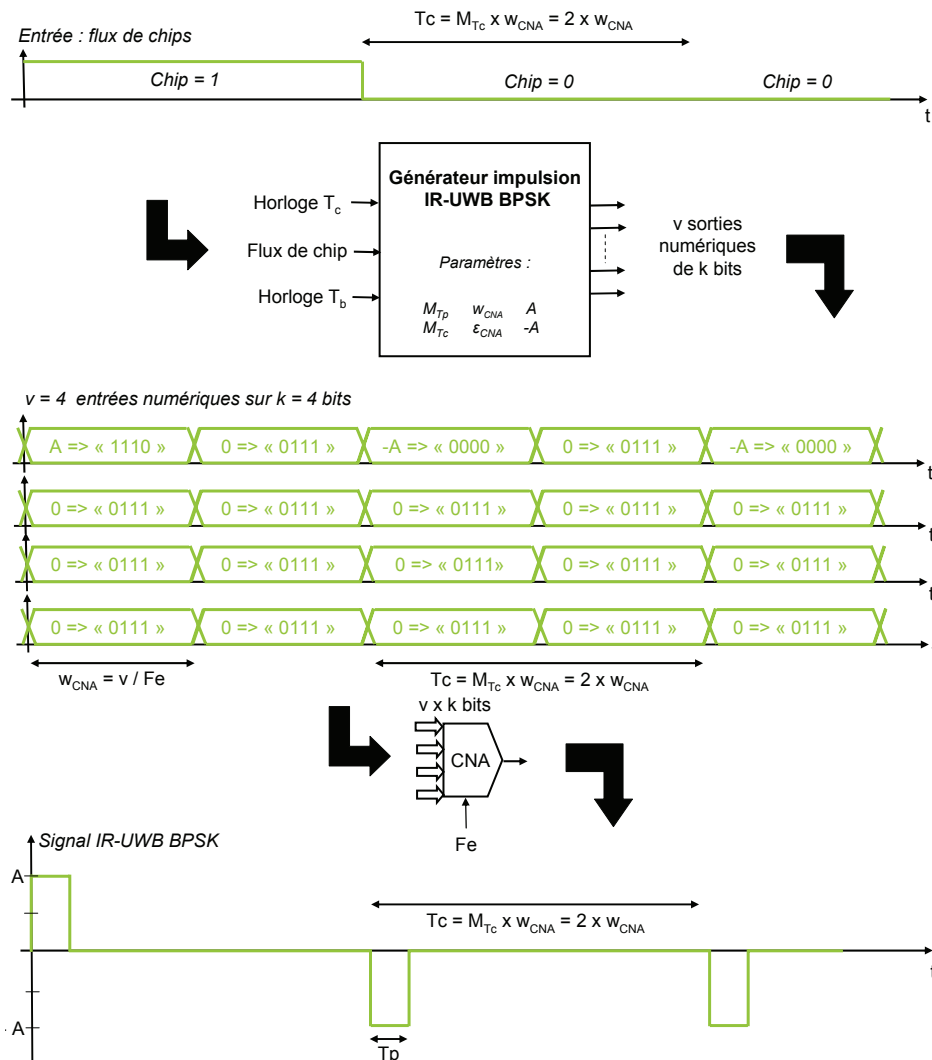


Figure 4.6 – Illustration de la génération d'impulsions IR-UWB modulées BPSK avec une bande de base numérique interfacée à un CNA à entrelacement temporel.

La forme théorique des impulsions produites dans la figure 4.6 est rectangulaire, mais en pratique compte tenu des vitesses en jeu, la forme des impulsions tend à se lisser. De plus, la présence d'un étage RF pour la transposition de l'impulsion autour d'une porteuse limite également cet effet. L'impulsion fournie à l'antenne n'a plus une forme rectangulaire. Des mesures à l'oscilloscope illustreront ce fait dans la suite du

chapitre (cf. partie 4.3.4.1). Il est également possible de déployer d'autres formes d'impulsions comme des Gaussiennes, mais il est nécessaires d'utiliser un filtre numérique et d'utiliser des impulsions de plus longue durée. On peut alors générer des impulsions avec un spectre particulier favorisant le multi bandes, l'utilisation de la ressource spectrale, ou le respect de la réglementation [156] [157] [158] [159] [160].

#### 4.2.3.6 – Fonction 4 : gestion des rythmes

L'objectif est de générer et distribuer les références temporelles définissant les notions de chip, bit et impulsion aux différentes fonctionnalités de l'émetteur IR-UWB. Pour ce faire, cette fonction utilise la résolution temporelle fournie par le CNA :  $w_{CNA}$ .

Pour générer l'horloge à  $T_c$ , la durée d'un chip, ce bloc utilise la fenêtre de résolution temporelle du CNA :  $w_{CNA}$  et  $M_{Tc}$  qui permet de définir la durée d'un chip comme définie dans l'équation (4.4).

Le rythme binaire est obtenu via le gain de traitement  $N$  utilisé par la fonctionnalité d'étalement de spectre et la durée d'un chip  $T_c$ , comme le montre l'équation (4.5).

La figure 4.7 illustre cette fonctionnalité.  $M_{Tc}$  et  $N$  sont fournis par la fonction 5 en charge de la reconfigurabilité.

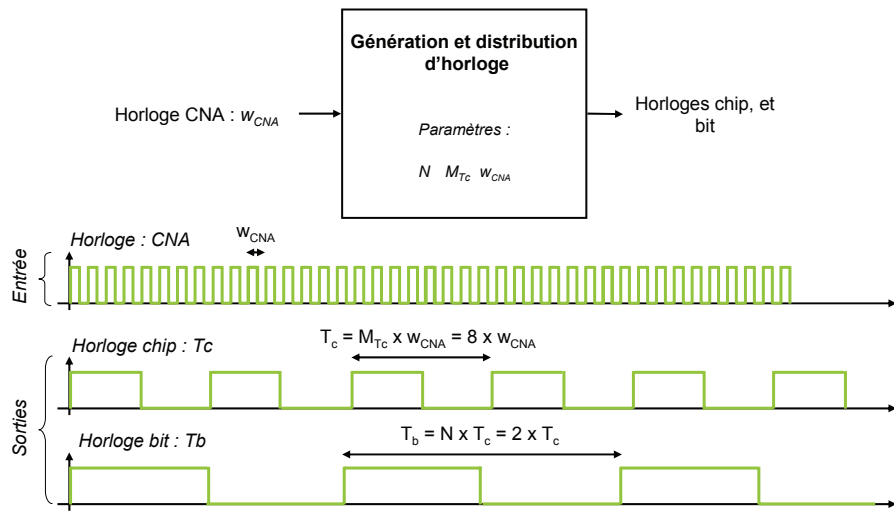


Figure 4.7 – Illustration de la fonctionnalité 4 qui génère les horloges déterminant la durée chip et bit.

#### 4.2.3.7 – Fonction 5 : gestion de la reconfigurabilité

L'objectif de cette 5<sup>ème</sup> fonction est de capturer les paramètres reconfigurables à partir des entrées et de les distribuer à l'ensemble des fonctions qui en ont besoin. Afin de réduire le coût des entrées consommées, il est possible de mettre en place un codage particulier pour permettre de couvrir une plus large gamme de reconfigurabilités. Par exemple pour la reconfigurabilité en durée de chip ( $T_c$  et  $M_{Tc}$ ), si on ne dispose que de deux bits en entrée, sans codage on ne pourrait représenter que quatre valeurs distinctes espacés de  $w_{CNA}$  (équation (4.4)). Dans cet exemple, la durée d'un chip prendrait, alors, sa valeur parmi 1, 2, 3 ou 4 fois  $w_{CNA}$ . En considérant un codage en  $2^{M_{Tc}}$ , on conserve quatre valeurs distinctes, et la durée d'un chip peut prendre sa valeur parmi 2, 4, 8 et 16 fois  $w_{CNA}$ . En implémentant un tel codage, la fonction reconfigurabilité permet d'augmenter la plage de reconfigurabilité couverte sans coût supplémentaire au niveau des entrées consommées.

La fonction reconfigurabilité est également en charge du déclenchement de la reconfigurabilité quand les nouveaux paramètres ont été capturés.

---

## 4.3 – Bande de base numérique reconfigurable

### IR-UWB en émission sur FPGA

Nous présentons ici l'implémentation de la bande de base numérique IR-UWB reconfigurable, obtenue en suivant la technique de conception proposée précédemment. Cette bande de base numérique est implémentée et mesurée. Elle servira de base aux différents prototypes proposés par la suite. Trois prototypes réutilisant ce principe de bande de base avec une implémentation FPGA. Le premier est un émetteur mono bande IR-UWB entre 3 et 10 GHz. Le second utilise une tête RF à 60 GHz. Enfin, le troisième est une implémentation MB-IR-UWB à 2 sous bandes entre 3 et 10 GHz. L'ensemble de ces prototypes utilise des composants sur étagères pour la tête RF analogique.

#### 4.3.1 – Composants utilisés pour la bande de base numérique

La bande de base de l'émetteur est construite autour de trois éléments : le CNA, le FPGA et l'interface entre ces deux derniers.

##### 4.3.1.1 - Convertisseur numérique analogique : CNA

Le convertisseur numérique analogique utilisé est le CNA MD681S de Euvis. Il peut travailler jusqu'à 4 Géc/s avec une résolution de 12 bits. Il dispose d'un MUX 8:1 en entrée pour réduire la vitesse nécessaire des entrées numériques. Ainsi pour travailler à 4 Géc/s, 8 entrées numériques de 12 bits opérant à 500 MHz sont requises. Sa sortie analogique est différentielle et son amplitude crête-à-crête est réglable entre 400 et 800 mVpp (600 mVpp en typique). Le CNA Euvis MD681S nécessite en entrée une horloge différentielle à la fréquence d'échantillonnage  $F_e$  (4 Géc/s). A partir de cette dernière, il délivre une horloge au rythme des données, c'est-à-dire 8 fois moins rapide. Elle sera utilisée pour piloter le FPGA. Les 8 vecteurs d'entrée à 12 bits sont asymétriques (single-ended).

Le CNA travaille en *offset binary*. Ainsi, si les 12 bits en entrées sont à 0 : « 000000000000 », alors le signal analogique de sortie prend la plus grande valeur négative possible (-300mV en typique). Si les 12 bits en entrées sont à 1 : « 111111111111 », alors le signal analogique en sortie prend la plus grande valeur numérique possible (+300 mV en typique). Pour obtenir un signal analogique de sortie à 0 V, il faut que les 12 bits en entrée aient la valeur « 011111111111 ».

La sortie analogique différentielle est disponible sur deux connecteurs SMA. Les entrées sont placées sur deux connecteurs Tyco HM-ZD (Réf : Tyco 6469028) contenant 6 rangées de 10 pins.

##### 4.3.1.2 - FPGA

Le FPGA contient le code VHDL développé permettant de décrire matériellement les opérations réalisées par l'émetteur. On utilise un Virtex5vlx50t-1ff1136 [161] monté sur une carte de Hitech Global contenant un grand nombre d'E/S sur deux connecteurs SAMTEC et des boutons poussoirs qui permettront de paramétrer et de faire le *reset* de l'émetteur IR-UWB. Le connecteur SAMTEC 50 Ohms dispose d'un grand nombre d'E/S (64), il sera utilisé pour envoyer au CNA les vecteurs numériques.

Le Virtex 5 est l'un des FPGA les plus rapides de Xilinx. Ses DSP48E [161] fonctionnent à 450 MHz dans la version -1 et ses E/S jusqu'à 1 Gbits/s.

Le Virtex5 a la capacité d'utiliser différents protocoles (LVCMOS, LVDS, LVTTTL, HSTL, SSTL, LVPECL, HT), différents voltages (3,3 V, 2,5 V, 1,8 V, 1,5 V, 1,2 V) pour les E/S ainsi que différentes adaptations via la technologie DCI (*Digitally Controlled Impedance*) [150].



### 4.3.1.3 - Interface FPGA - CNA

Pour interconnecter le FPGA et le CNA ensemble, il est nécessaire de réaliser une carte d'interconnexion sur un PCB afin d'obtenir une interface entre le connecteur SAMTEC à 64 E/S du FPGA et deux connecteurs TYCO à 40 E/S chacun du CNA.

Compte tenu du nombre limité d'E/S, il n'est possible d'utiliser que 7 bits sur les 12 disponibles des 8 vecteurs d'entrée du CNA. 56 pistes sont donc à router pour acheminer les données utiles entre les connecteurs TYCO et SAMTEC. Ces pistes doivent tenir des fréquences élevées pour permettre de faire fonctionner le CNA à pleine vitesse. La carte PCB est conçue pour tenir 500 MHz sur des pistes d'impédances caractéristiques de 50 Ohms, c'est-à-dire la fréquence maximale des entrées du CNA quand il tourne à 4 Géch/s. La paire de signaux différentiels pour transférer l'horloge du CNA vers le FPGA est également routée sur la carte d'interconnexion d'une paire de connecteurs SMA vers le connecteur SAMTEC. La figure 4.8 représente le système complet nécessaire à la réalisation d'un émetteur IR-UWB en numérique.

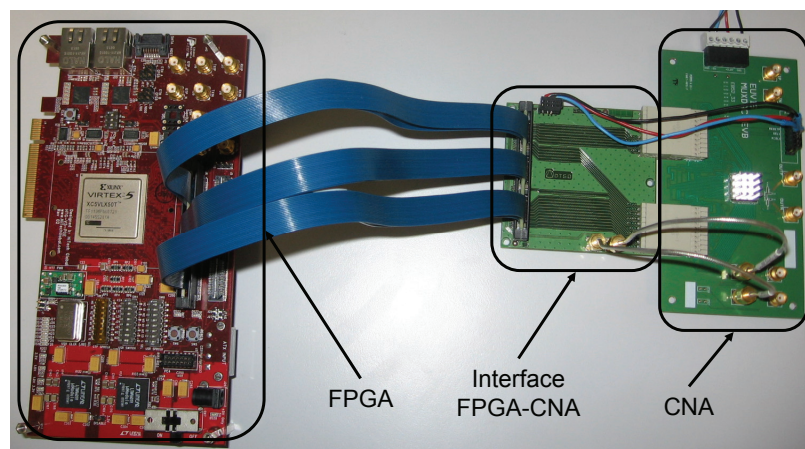


Figure 4.8 – Bande de base numérique d'un émetteur IR-UWB

### 4.3.2– Implémentation VHDL de la bande de base numérique reconfigurable

La figure 4.9 représente grossièrement la description VHDL implémentée dans le FPGA Virtex 5 pour l'émetteur IR-UWB reconfigurable mono bande entre 3 et 10 GHz.

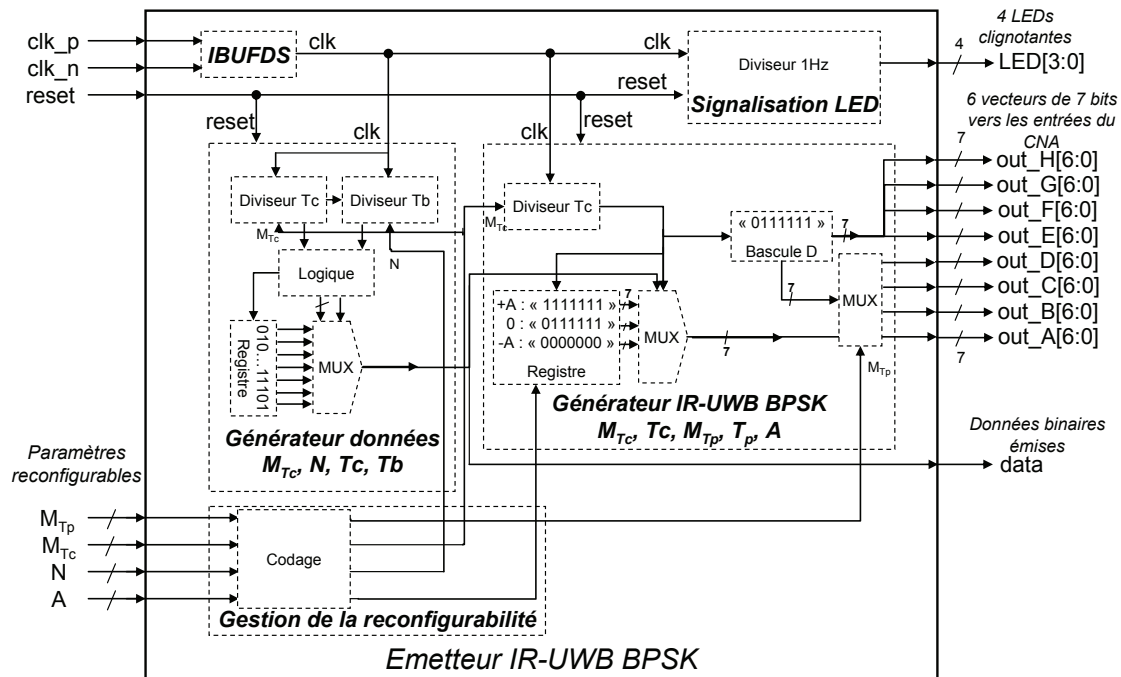


Figure 4.9 – Représentation schématique de la description VHDL de la bande de base numérique de l'émetteur IR-UWB BPSK proposé.

Les E/S de la bande de base numérique, décrite par la figure 4.9, sont réparties comme suit.

En entrée, on trouve deux bits pour l'horloge différentielle à  $F_e / 8$  (8 voies) provenant du CNA via la carte d'interface. Elles utilisent une signalisation LVDS (Low Voltage Differential Signaling) sur 2,5 V avec 100 Ohms entre les deux lignes. Un signal de *reset* est utilisé pour initialiser l'émetteur. Les paramètres de reconfigurabilité en durée d'impulsion ( $M_{Tp}$ ), durée de chip ( $M_{Tc}$ ), gain de traitement ( $N$ ) et amplitude de l'impulsion émise ( $A$ ) sont également des entrées.

En sortie, 4 LEDs sont utilisées pour signaler différents modes de fonctionnement de l'émetteur. Les deux entrées de sélection sont recopiées en sortie pour piloter le CNA via la carte d'interface. Une sortie prend la valeur de la donnée binaire émise. Enfin, 6 bus de 7 bits sont générés comme entrée du CNA. Ces bus sont pilotés de façon à obtenir un train d'impulsions IR-UWB modulé BPSK en sortie du CNA. Ces bus utilisent une signalisation *single ended* (asymétrique) à 1,8 V à 50 Ohms pour être adaptés à l'impédance caractéristique des lignes de la carte d'interface et du CNA.

L'horloge est distribuée dans l'émetteur après avoir passé un buffer d'entrée qui permet de construire une horloge *single ended* à partir de la paire différentielle d'entrée. Cette horloge attaque trois blocs : signalisation, génération de données binaires et génération d'impulsions IR-UWB modulées BPSK.

Le bloc de signalisation contient un compteur permettant de ralentir le rythme de l'horloge à 1Hz pour rendre les LEDs clignotantes à une vitesse inférieure à la persistance rétinienne.

Le bloc générateur de données binaires reçoit l'horloge provenant du CNA. En fonction de la durée des chips et du gain de traitement, une horloge au rythme binaire est obtenue grâce à deux compteurs qui ralentissent l'horloge du CNA. Elle cadencera un registre contenant les données à émettre (trame = SFD + données utiles). Un multiplexeur et un peu de logique sont utilisés pour assigner à la sortie de ce bloc le bit à émettre. Ce dernier est maintenu pendant  $T_b$ , la durée d'un bit.

La sortie du générateur de donnée binaire pilote, avec l'horloge provenant du CNA, le bloc de générations d'impulsions IR-UWB modulées BPSK. Un compteur, comme pour le bloc de générations de données binaires, est utilisé pour obtenir le rythme chip. Une impulsion est générée par chip. Pour ce faire, un registre contenant trois bus de 7 bits est utilisé. Les trois valeurs du bus représentent les valeurs possibles que peut prendre le signal de sortie :  $+A$  si le chip à émettre est un un logique,  $-A$  si c'est un zéro logique, et  $0$  si il n'y a pas d'impulsion à émettre. Un seul des 8 bus du CNA est piloté ainsi, cela permet d'avoir des impulsions dont la durée est égale à la période du CNA :  $T_e = 1 / F_e$ .  $M_{Tp}$  bus sont pilotés de cette façon afin de gérer la reconfigurabilité en durée d'impulsion. Les autres bus de 7 bits sont maintenus à zéro ce qui correspond sur 7 bits en codage *offset binary* à la séquence : « 0111111 ».

Le dernier bloc gère la reconfigurabilité. Il capture les entrées de l'émetteur qui déterminent les paramètres reconfigurables à appliquer. 4 paramètres sont utilisés : la durée d'impulsion ( $M_{Tp}$ ), la durée d'un chip ( $M_{Tc}$ ), l'amplitude d'une impulsion ( $A$ ) et le gain de traitement ( $N$ ).  $M_{Tp}$  et  $A$  sont distribués au

bloc générateur d'impulsions BSPK. Ces deux paramètres permettent de reconfigurer la durée de l'impulsion et son amplitude.  $M_{Tc}$  est transmis aux deux blocs, il est responsable du rythme chip. Il représente la limite jusqu'à laquelle les compteurs vont s'incrémenter afin d'obtenir une horloge indiquant le rythme chip. Enfin,  $N$ , le gain de traitement est également utilisé dans un compteur dans le bloc générateur de données pour obtenir le rythme binaire à partir du rythme des chips.

### 4.3.3 – Synthèse et placement routage

Le logiciel Xilinx ISE effectue la synthèse et le placement routage du code VHDL vers le FPGA choisi (Virtex5lx50t-1ff1136). Ces deux opérations permettent d'obtenir les performances en taille, consommation et fréquence de fonctionnement du circuit numérique permettant de réaliser la fonction d'émetteur IR-UWB BPSK décrite en VHDL.

Une première version de l'émetteur IR-UWB proposé est implémentée sur le Virtex5. Nous utilisons 2 bits par entrées reconfigurables, il y a donc 4 valeurs distinctes pour chaque paramètre de reconfigurabilité. L'émetteur IR-UWB BPSK reconfigurable implémenté aura donc  $4 \times 4 \times 4 \times 4 = 256$  modes de fonctionnement différents. Chaque mode a ses caractéristiques propres en termes de débit, portée radio, puissance émise, puissance consommée, durée d'impulsion, gain de traitement, étalement des échos supporté, bande occupée, rapport cyclique et durée d'impulsion. Pour le gain de traitement et la durée du chip, un codage en  $2^x$  est utilisé. Pour la durée de l'impulsion, aucun codage n'est appliqué, la valeur capturée est directement utilisée. Pour l'amplitude de l'impulsion, la pleine échelle (PE) est divisée par la puissance de deux élevée par la valeur du paramètre d'entrée (PE/1, PE/2, PE/4, PE/8).

Le chemin critique de ce circuit permet un fonctionnement jusqu'à 272 MHz. Il peut donc travailler en collaboration avec le CNA jusqu'à 2 GSPS (2 GSPS / 8 voies = 250 MHz). Cependant, l'utilisation du CNA à 1 GSPS et du FPGA à 125 MHz permet de supporter des canaux UWB avec un étalement des échos important à moindre coût. Les résolutions temporelles prennent alors les valeurs suivantes :  $w_{CNA} = 8$  ns et  $\epsilon_{CNA} = 1$  ns. La gamme de reconfigurabilité du circuit implémenté est donc :

- amplitude de l'impulsion : 32 mV, 65 mV, 125 mV et 250 mV
- durée de l'impulsion : 1 ns, 2 ns, 3 ns et 4 ns
- bande occupée à la sortie de la bande de base : 250 MHz, 333 MHz, 500 MHz et 1 GHz
- durée d'un chip : 8 ns, 16 ns, 32 ns, et 64 ns
- gain de traitement : 1, 2, 4 et 8 impulsions/bit
- durée d'un bit : 8 ns, 16 ns, 32 ns, 64 ns, 128 ns, 256 ns, et 512 ns
- débit binaire : 1,95 Mbits/s, 3,9 Mbits/s, 7,81 Mbits/s, 15,625 Mbits/s, 31,25 Mbits/s, 62,5 Mbits/s et 125 Mbits/s
- rapport cyclique : 1,5 %, 3,125 %, 6,25 %, 12,5 %, 25 % et 50 %
- étalement des échos supporté : 4 ns, 5 ns, 6 ns, 7 ns, 14 ns, 15 ns, 16 ns, 17 ns, 28 ns, 29 ns, 30 ns, 31 ns, 60 ns, 61 ns, 62 ns et 63 ns.

Le circuit d'émetteur IR-UWB BPSK reconfigurable occupe moins de 1% du Virtex 5 LX50T choisi. Il est donc envisageable d'accroître la gamme de reconfigurabilité de chaque paramètre très largement et à faible le coût. Le seul inconvénient est le fait que le nombre d'entrées sorties augmente avec la gamme de reconfigurabilité que l'on veut atteindre. En utilisant 8 bits en entrée, on peut atteindre 256 modes de fonctionnement différents. Il est également possible d'étendre la gamme de performances couverte en changeant le codage utilisé dans le bloc de gestion de la reconfigurabilité, en remplaçant par exemple le codage en  $2^x$  par un codage en  $5^x$ . Le nombre de modes de fonctionnement reste le même mais la gamme de performances s'étend. Par exemple, avec un codage  $2^x$ , la durée d'un chip prend 4 valeur entre 4 ns et 32 ns (4 – 8 – 16 – 32 ns), alors qu'avec un codage  $5^x$ , la durée d'un chip prend 4 valeur entre 4 ns et 500 ns (4 – 20 – 100 – 500 ns). Il est donc possible de s'adapter à tout type de cahier des charges. Le choix du codage et du nombre de bits utilisés permet d'ajuster la plage de performance couverte ainsi que la résolution entre deux valeurs. On notera cependant que les performances de la chaîne de transmission dépendent également du récepteur. Or ce dernier est plus complexe que l'émetteur. Il est donc souvent l'élément limitant. Ainsi, c'est souvent lui qui détermine la gamme de reconfigurabilité à implémenter au niveau de l'émetteur.

### 4.3.4 – Résultats de mesures

Les mesures sont réalisées avec un oscilloscope temps réel large bande, le LeCroy SDA813ZI. Les critères de performances à mesurer sur les représentations temporelle et fréquentielle du signal IR-UWB émis sont le débit, la consommation, le rapport cyclique, la durée de l'impulsion, la bande occupée, la densité de puissance, la durée d'un chip et d'un bit, et le gain de traitement. Ces résultats sont mesurés à la sortie de la bande de base numérique reconfigurable et sont présentés dans les tableaux 4.5 et 4.6. Le tableau 4.5 contient les valeurs reconfigurables mesurées de la durée de l'impulsion et de la durée d'un chip. Ce sont les deux propriétés les plus importantes de l'émetteur car toutes les autres (durée d'un bit, étalement des échos supporté, rapport cyclique, débit et bande occupée) sont construites à partir d'elles. Le tableau 4.6 illustre la reconfigurabilité en amplitude de l'impulsion, qui impactera également la densité de puissance de l'émetteur IR-UWB.

Tableau 4.5 – Mesures de la reconfigurabilité de la bande de base numérique sur la durée de l'impulsion et du chip.

Val. Attendue	Durée d'impulsion : $T_p$				Durée chip : $T_c$			
	$T_p = 1$ ns	$T_p = 2$ ns	$T_p = 3$ ns	$T_p = 4$ ns	$T_c = 8$ ns	$T_c = 16$ ns	$T_c = 32$ ns	$T_c = 64$ ns
<b>Mesures</b>								
<b>Val. Moyenne [ns]</b>	1,01150	2,00426	3,00303	4,00508	8,019	16,00007	32,00018	64,00003
<b>Val. Min. [ns]</b>	0,996	1,991	2,989	3,992	7,987	15,987	31,987	63,988
<b>Val. Max [ns]</b>	1,027	2,020	3,015	4,018	8,017	16,012	32,011	64,011
<b>Ecart Type [ps]</b>	3,82	3,65	3,54	3,50	3,20	3,18	3,19	3,25
<b>Nb. Mesure</b>	10000	10000	10000	10000	10000	10000	10000	10000

Tableau 4.6 – Mesures de la reconfigurabilité de la bande de base numérique IR-UWB en amplitude.

Mesures	Amplitude de l'impulsion : A			
<b>Val. Moyenne [mV]</b>	253,04	127,44	62,656	30,307
<b>Val. Min. [mV]</b>	248	125	61,4	29,1
<b>Val. Max [mV]</b>	259	131	64,4	31,6
<b>Ecart Type [µV]</b>	1700	881	395	314
<b>Nb. Mesure</b>	10000	10000	10000	10000

Les résultats des tableaux 4.5 et 4.6 sont obtenus à partir des figures suivantes qui illustrent la reconfigurabilité dynamique de la bande de base numérique IR-UWB BPSK proposée.

#### 4.3.4.1 – Mesures en temps

La figure 4.10 expose la reconfigurabilité en durée d'impulsion quand la durée d'un chip  $T_c$  est de 64 ns. La reconfigurabilité en durée d'impulsion permet d'influencer le rapport cyclique (et donc la consommation), la densité de puissance, la bande occupée par le système, la durée de l'étalement des échos maximal supporté et la portée radio. La bande de base numérique proposée permet donc supporter différentes réglemmentations et différents canaux radio.

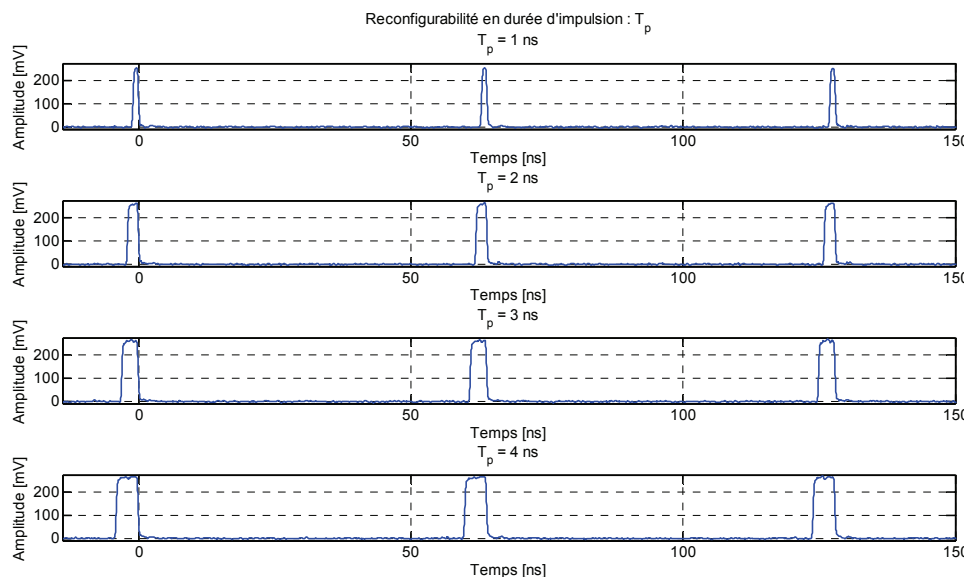


Figure 4.10 – Reconfigurabilité en durée d'impulsion :  $T_p = [1 \text{ ns}, 2 \text{ ns}, 3 \text{ ns}, 4 \text{ ns}]$ .

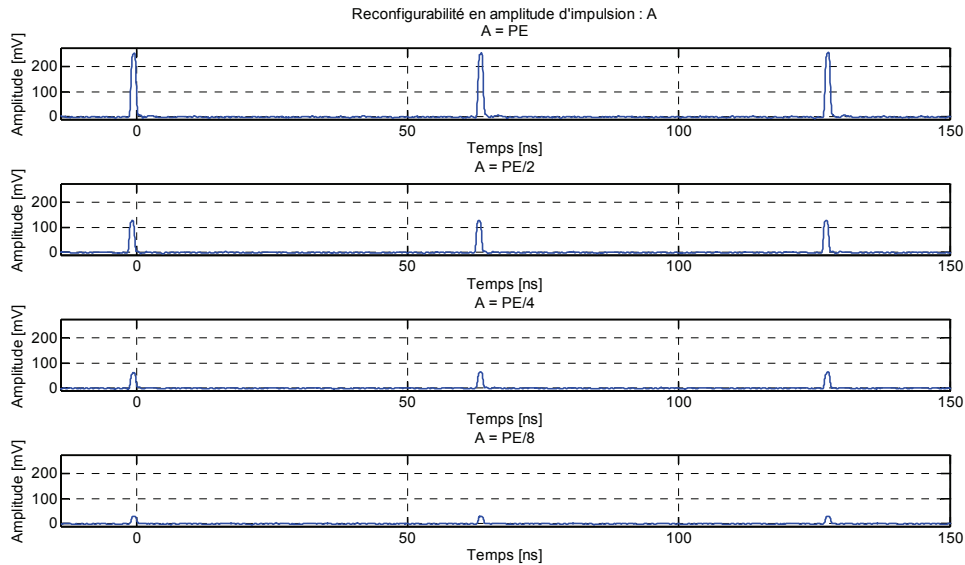


Figure 4.11 – Reconfigurabilité en amplitude d'impulsion :  $A = [253, 127, 62, 30] \text{ mV}$ .

La figure 4.11 montre la reconfigurabilité en amplitude d'impulsion. Quatre valeurs distinctes sont possibles. La reconfigurabilité en amplitude implique une reconfigurabilité sur la puissance consommée, la densité de puissance, et la portée radio.

La figure 4.12 met en évidence la reconfigurabilité en durée de chip. Quatre valeurs sont possibles entre 8 et 64 ns. La reconfigurabilité en durée de chip permet de s'adapter au canal UWB. La bande de base numérique proposée permet de s'adapter à l'étalement des échos du canal afin de toujours supprimer l'interférence inter symboles et donc d'améliorer la qualité de la transmission. La reconfigurabilité en durée de chip implique également une reconfigurabilité du rythme d'émission des impulsions, en débit, en densité de puissance, en rapport cyclique, en consommation, en portée radio et puissance consommée.

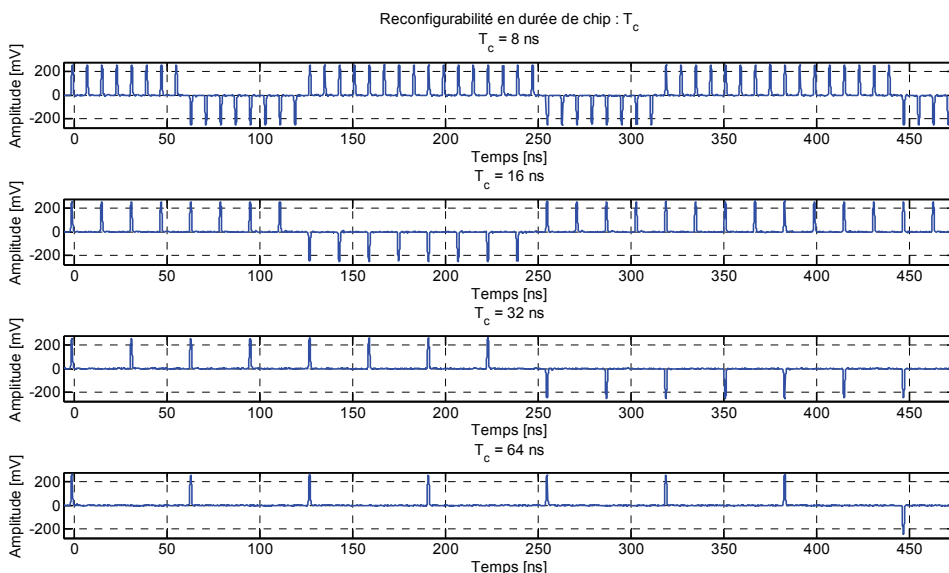


Figure 4.12 – Reconfigurabilité en durée de chip :  $T_c = [8, 16, 32, 64] \text{ ns}$ .

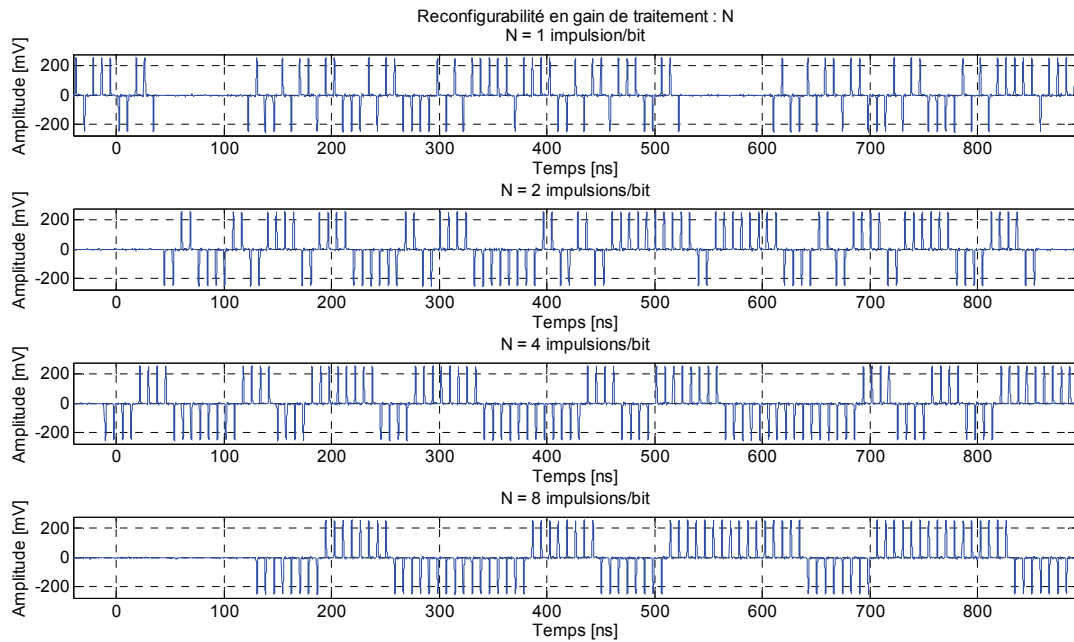


Figure 4.13 – Reconfigurabilité en gain de traitement :  $N = [1, 2, 4, 8]$  impulsions/bits.

La figure 4.13 illustre la reconfigurabilité en gain de traitement, c'est-à-dire le nombre d'impulsions émises par bit. Elle permet également de visualiser un train d'impulsions IR-UWB modulé BPSK. La notion de trame, durée bit, durée chip et durée d'impulsion est également visible. Cette figure est obtenue pour une durée de chip de 8 ns. Ainsi, en modifiant le gain de traitement, l'émetteur reconfigure également le débit binaire. Sur la figure 4.13 le débit binaire se reconfigure sur les valeurs suivantes : 125 Mbits/s, 62,5 Mbits/s, 31,250 Mbits/s et 15,625 Mbits/s. La reconfigurabilité en gain de traitement implique également une reconfigurabilité en taux d'erreur binaire, portée radio, densité de puissance, et consommation.

#### 4.3.4.2 – Mesures en fréquence

Pour illustrer la reconfigurabilité en occupation spectrale (bande occupée et densité de puissance), il est nécessaire de visualiser la densité spectrale de puissance du signal de sortie de la bande de base numérique reconfigurable proposée. Les figures 4.14, 4.15 et 4.16 démontrent l'impact de la reconfigurabilité en durée d'impulsion, durée de chip et en amplitude sur le spectre en sortie de la bande de base. 256 spectres différents peuvent être obtenus en fonction des 8 bits définissant la valeur des paramètres de reconfigurabilité en entrées. Cette flexibilité de 256 valeurs permet de s'adapter aux différentes réglementations locales, aux différents environnements électromagnétiques (interférences, bande occupée par d'autres systèmes), à la portée radio souhaitée, et à la consommation souhaitée.

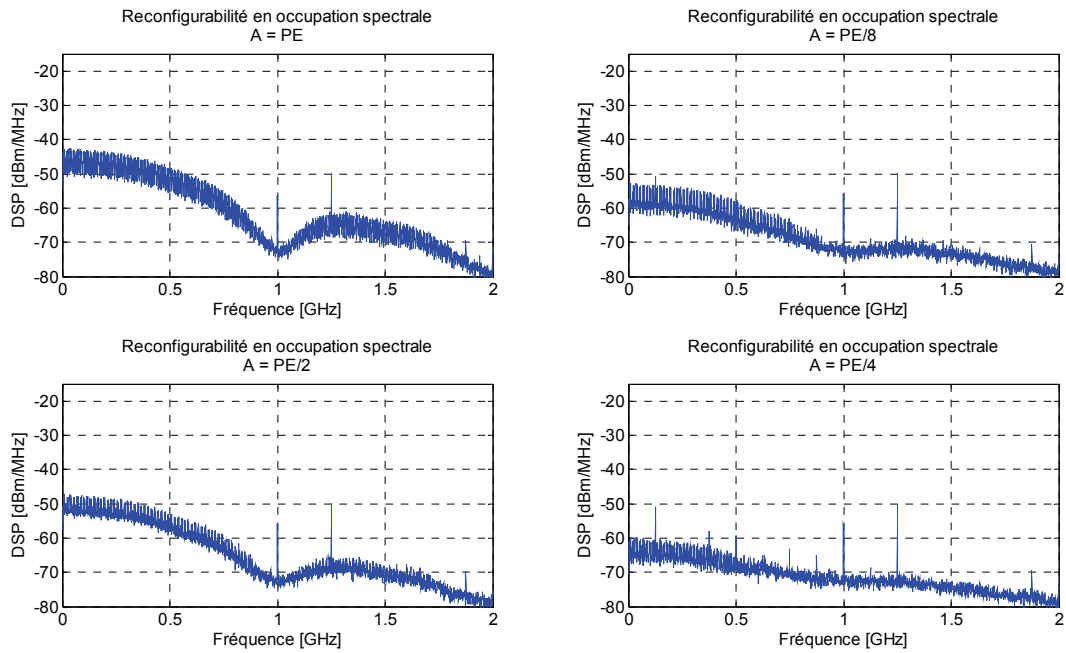


Figure 4.14 – Reconfigurabilité en densité de puissance, impact de la reconfigurabilité en amplitude de l'impulsion pour une durée de chip  $T_c = 64$  ns et une durée d'impulsion  $T_p = 1$  ns.

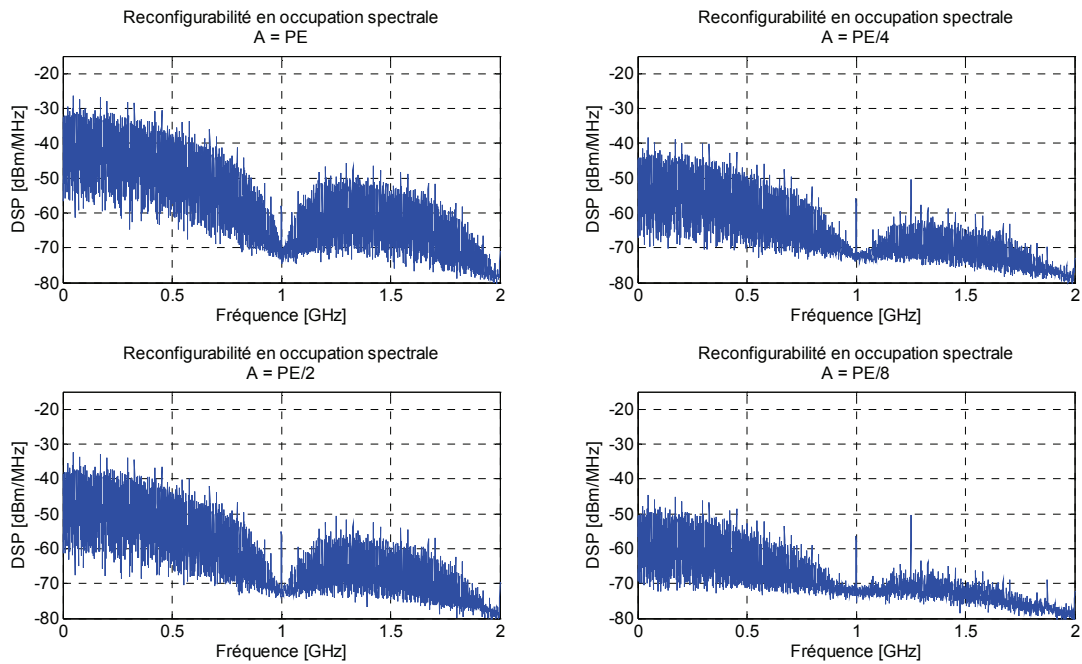


Figure 4.15 – Reconfigurabilité en densité de puissance, impact de la reconfigurabilité en amplitude de l'impulsion pour une durée de chip  $T_c = 8$  ns et une durée d'impulsion  $T_p = 1$  ns.

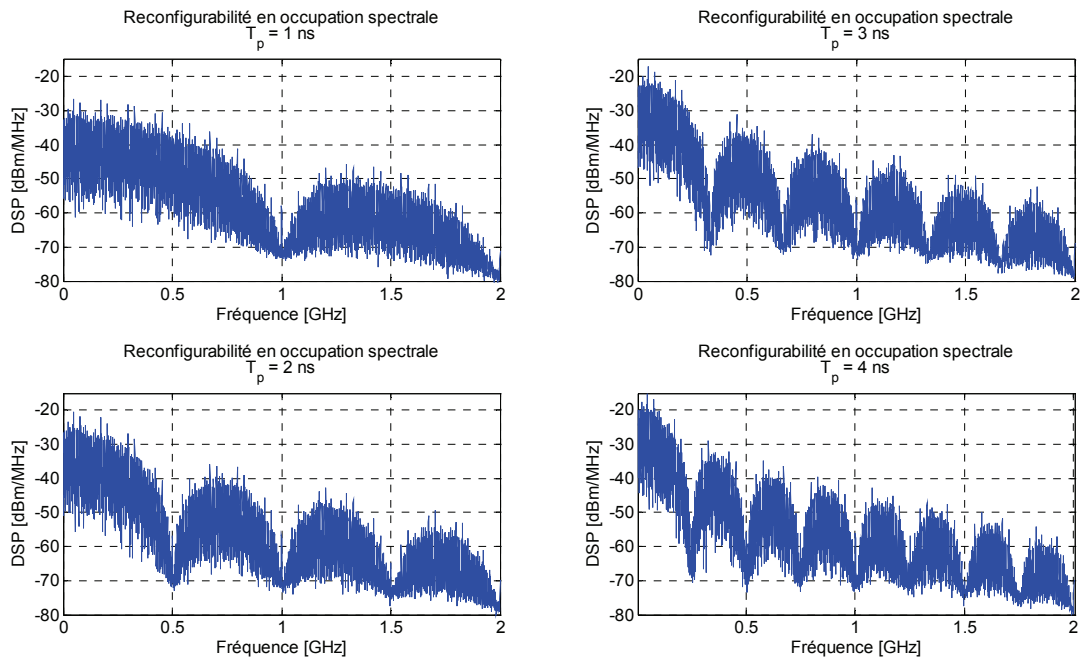


Figure 4.16 – Reconfigurabilité en bande occupée, impact de la reconfigurabilité en amplitude de l’impulsion pour une durée de chip  $T_c = 8$  ns et une amplitude d’impulsion  $A = PE = 253$  mV.

Les figures 4.14, 4.15 et 4.16 montrent qu’en changeant l’amplitude de l’impulsion émise et sa durée, ainsi que le rythme de répétition, une reconfigurabilité en densité de puissance est obtenue. Ceci est intéressant car cela permet de respecter la limite en PIRE imposée par la réglementation :  $-41,3$  dBm/MHz. Une plage de variation de 42 dB sur la densité de puissance est obtenue grâce à la reconfigurabilité en durée d’impulsion, amplitude et durée de chip. En considérant une antenne avec un gain de 0 dBi, l’émetteur dispose d’une reconfigurabilité en PIRE entre une PIRE maximale de  $-18$  dBm/MHz et une PIRE minimale de  $-60$  dBm/MHz. Certaines raies présentes sur le tracé sont des imperfections de l’analyse spectrale à l’oscilloscope.

La figure 4.16 montre la reconfigurabilité bande occupée via la reconfigurabilité en durée d’impulsion. Quatre valeurs de bande occupée en bande de base sont atteignables : environ à  $-10$  dB : 750 MHz, 375 MHz, 250 MHz et 187 MHz. Dans le cas d’une transposition via un mélangeur, la bande occupée à la sortie de la tête RF sera environ le double des valeurs présentées ici.

La forme d’impulsion très simple utilisée explique la réjection variant uniquement entre 12 et 20 dB par rapport au lob secondaire. Des formes impulsions plus complexes comme la cinquième dérivée d’une Gaussienne permettent d’atteindre des réjections plus importantes [156] [157] [158]. Compte tenu de la simplicité de l’émetteur, l’implémentation d’un filtre numérique FIR (*Finite Impulse Response*) pour obtenir de telles formes d’impulsion est envisageable sans engendrer un coût important en termes de chemin critique notamment. Cette amélioration doit constituer une des étapes à venir de notre émetteur. L’utilisation de Time-Hopping permettrait également de supprimer les raies présentes dans les densités spectrales de puissance présentées.

### 4.3.4.3 – Mesures de la consommation

La mesure de la consommation dynamique de la bande de base montre une gamme de consommation s’étalant de 49,5 mW à 539 mW.

Les figures 4.17 et 4.18 présentent la reconfigurabilité en puissance dynamique consommée par la bande de base en fonction du rapport cyclique, débit chip et l’amplitude de l’impulsion IR-UWB émise. Plus le rapport cyclique est fort, plus la consommation dynamique est importante. Plus le débit augmente, plus la consommation dynamique augmente.



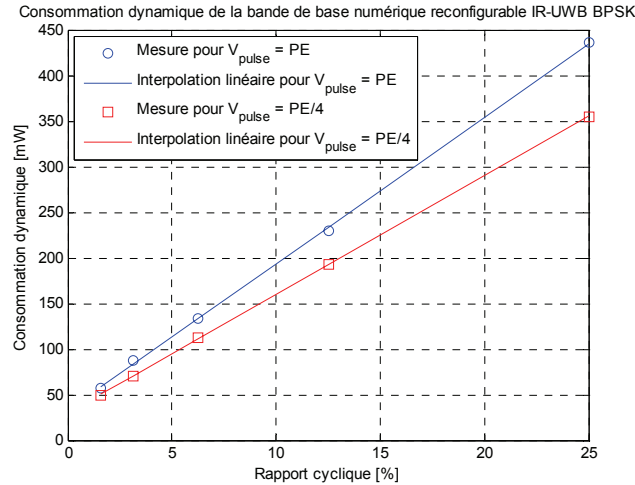


Figure 4.17 – Reconfigurabilité en consommation dynamique de la bande de base numérique via la reconfigurabilité en rapport cyclique.

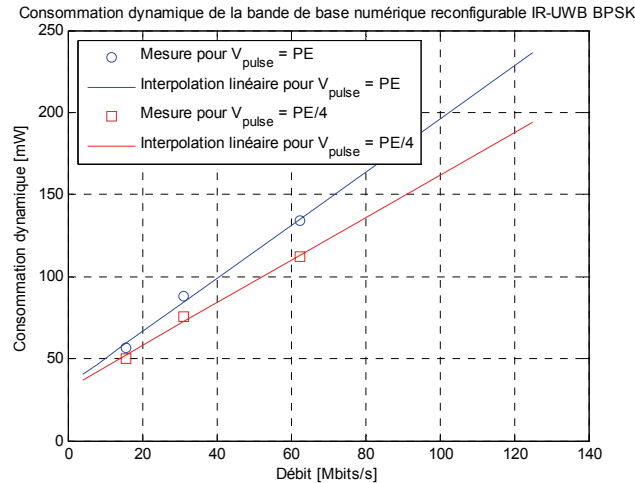


Figure 4.18 – Reconfigurabilité en consommation dynamique de la bande de base numérique via la reconfigurabilité en débit.

La consommation dynamique du circuit est directement liée au rapport cyclique et au rythme d'émission. Les résultats de mesure exposés par les figures 4.17 et 4.18 restent dans le cadre de l'équation (4.9) qui définit la consommation dynamique d'un circuit numérique [162]:

$$P_{dyn} = C_L \times V_{dd}^2 \times a \times f_{horloge} \tag{4.9}$$

où  $C_L$  est la capacité de charge,  $V_{dd}$  la tension d'alimentation,  $f_{horloge}$  la fréquence de commutation, et  $a$  le taux d'activité (ou probabilité de commutation). Cette équation montre bien que le débit et le rapport cyclique de la transmission IR-UWB impactent la consommation dynamique. Le rapport cyclique de la liaison IR-UWB se retrouve dans  $a$  le taux d'activité et le débit est lié à  $f_{horloge}$ . Plus le rapport cyclique est fort, plus le taux d'activité est grand et donc plus la consommation est importante.

Seule la consommation dynamique est mesurée car dans le cas d'un FPGA monté sur une carte d'évaluation, la mesure de la puissance statique ou de la puissance totale n'est pas faisable. En effet, la carte d'évaluation contient, en plus du FPGA, un grand nombre de circuits électroniques, il est donc impossible de mesurer la puissance totale ou statique de la bande de base numérique (FPGA) uniquement. De plus, pour un FPGA, une partie de la puissance consommée est utilisée pour maintenir la configuration du FPGA, les valeurs obtenues ne sont donc pas associables à une implémentation ASIC dans la même technologie. Ces résultats permettent de principalement évaluer l'impact de la reconfigurabilité en durée d'impulsion, durée de chip, amplitude de l'impulsion et gain de traitement sur la puissance dynamique consommée par la bande de base. Une reconfigurabilité indirecte de la puissance consommée est montrée et elle sera applicable à une implémentation ASIC également puisque c'est une reconfigurabilité par

paramètre d'entrée. Il y a autant de niveaux distincts de consommation qu'il y a de modes de fonctionnement différents, c'est-à-dire 256 ici dans notre implémentation.

#### 4.3.4.4 – Conclusion sur la bande de base numérique reconfigurable

Les résultats de mesures montrent que l'approche de conception utilisée est efficace et performante. Les performances attendues sont obtenues avec le prototype mesuré. Le tableau 4.7 résume les performances en reconfigurabilité.

Tableau 4.7 – Résumé des performances de la bande de base numérique IR-UWB BPSK reconfigurable proposée pour un CNA à 1GSPS et 8 bits pour les paramètres d'entrées reconfigurables

Gamme de reconfigurabilité	Ce travail	
	Min	Max
Durée d'impulsion : $T_p$ [ns]	1	4
Durée chip : $T_c$ [ns]	8	64
Rythme impulsion [Mpulse/s]	15,6	125
Gain de traitement [impulsion/bit]	1	8
Débit binaire [Mbits/s]	1,95	125
Rapport cyclique [%]	1,5	50
Amplitude de l'impulsion [mV]	31	253
PIRE [dBm/MHz]	-60	-18
Bande occupée BdB à -10 dB [MHz]	187	750
Bande occupée RF à -10 dB [MHz]	374	1500
Étalement des échos supporté [ns]	4	63
Consommation dynamique [mW]	49	539
Energie par bit [nJ/bit]	1	8

Grâce à une reconfigurabilité par paramètres sur la durée de l'impulsion, son amplitude, la durée d'un chip et le gain de traitement, il est possible de concevoir une bande de base numérique IR-UWB reconfigurable avec une vaste gamme de reconfigurabilités. En effet, grâce à son implémentation numérique et son traitement du signal entièrement en temporel, IR-UWB supporte très bien la reconfigurabilité. La bande de base proposée permet d'atteindre 256 modes de configurations distincts et donc 256 niveaux de performances distincts. Ce nombre est limité par le nombre d'entrées utilisées. Plus le nombre d'entrées est important, plus le nombre de modes de fonctionnement sera important. Cette vaste reconfigurabilité est un atout dans le cadre des réseaux de microsystèmes communicants où un très grand nombre de besoins applicatifs se font sentir (débit, portée, puissance consommée, BER, ...). A partir de quatre paramètres reconfigurables, la bande de base proposée atteint une reconfigurabilité sur sept paramètres supplémentaires : débit binaire, portée radio, densité de puissance (et PIRE), bande occupée, consommation, étalement des échos maximal supporté, et rapport cyclique. La bande de base proposée est donc reconfigurable sur 11 caractéristiques. La gamme de reconfigurabilités proposée est sans commune mesure avec l'état de l'art des émetteurs IR-UWB reconfigurables.

Il existe dans la littérature de nombreux émetteurs reconfigurables uniquement sur un paramètre, le débit, citons par exemple : [163] [164] [165]. Notre proposition de bande de base numérique IR-UWB reconfigurable traite la problématique de la reconfigurabilité multi propriétés (débit, consommation, portée, densité de puissance (et PIRE), BER, gain de traitement,...) des émetteurs IR-UWB. L'état de l'art de la reconfigurabilité multi propriétés se restreint alors à quelques travaux.

La référence [166] présente des travaux de recherches analytiques proposant une reconfigurabilité sur le débit, la consommation, la vitesse d'échantillonnage et le taux d'erreur binaire (BER).

La référence [167] présente également une approche de reconfigurabilité sans implémentation. Des résultats de simulations démontrent la faisabilité d'une reconfigurabilité en consommation et performances de synchronisation.

La référence [168] présente une implémentation sur FPGA d'un émetteur-récepteur IR-UWB reconfigurable, dont le débit et le type de modulation sont reconfigurables. Le débit maximal accessible est de 100 Mbits/s.

Les références [120] [169] [170] démontrent une implémentation CMOS d'un émetteur-récepteur reconfigurable atteignant jusqu'à 30 Mbits/s. La reconfigurabilité proposée est sur la durée de l'impulsion émise, la bande occupée, le type de modulation et le débit. La bande occupée varie de 500 MHz à 1 GHz.

La référence [171] propose l'émetteur-récepteur IR-UWB reconfigurable le plus abouti de l'état de l'art. Il consiste en une implémentation CMOS en 90 nm, 130 nm et 180 nm. La reconfigurabilité proposée est la plus étendue : débit, gain de traitement, type de synchronisation, consommation, occupation spectrale, BER et portée radio. L'émetteur consomme 1mW, le récepteur 31,7 mW. Le gain de traitement varie entre 1 et 63 impulsions/bit. Le débit s'étend entre 0,08 et 50 Mbits/s.

On constate donc que notre proposition est originale à la fois dans l'approche de reconfigurabilité multi propriétés et dans les performances atteintes. En effet, la bande de base numérique reconfigurable IR-UWB BPSK proposée dispose de la plus large gamme de propriété reconfigurable et atteint le débit le plus élevé (125 Mbits/s contre 100 Mbits/s) de l'état de l'art. Ceci valide donc l'efficacité de l'approche de reconfigurabilité par paramètres proposée pour l'implémentation d'une bande de base numérique IR-UWB avec un traitement du signal uniquement dans le domaine temporel.

Il est nécessaire de retenir principalement l'approche proposée. En effet, les performances exposées ici sont très fortement liées aux composants et à l'implémentation faites. L'implémentation étudiée ici a été faite pour une vitesse de CNA à 1 GSPS et 8 bits en entrées, avec un codage en  $2^x$  pour faciliter la mesure et couvrir une plage de performances offrant un bon compromis. Cependant, le chemin critique et la taille occupée par le circuit proposé dans le FPGA n'empêchent aucunement d'utiliser le CNA à 2 GSPS et un nombre beaucoup plus important de bits pour les paramètres reconfigurables en entrées. En considérant l'utilisation de 32 bits pour la reconfigurabilité et 2 GSPS pour le CNA, la bande de base atteindrait les performances suivantes avec  $2^{32}$  modes de fonctionnement différents :

- amplitude de l'impulsion (5 bits en entrée) : 32 valeurs distinctes entre 7,8 mV et 250 mV
- durée de l'impulsion (5 bits en entrée) : 32 valeurs distinctes entre 0,5 ns et 16 ns
- bande occupée à la sortie de la bande de base entre 62,5 MHz et 2 GHz
- durée d'un chip (14 bits en entrée) : 16384 valeurs distinctes entre 4 ns et 65,5  $\mu$ s
- gain de traitement (8 bits en entrée) : 256 valeurs distinctes entre 1 et 256 impulsions/bit
- durée d'un bit entre 4 ns et 16,7 ns
- débit binaire entre 250 Mbits/s et 60 bits/s
- rapport cyclique entre  $7,63 \cdot 10^{-4}$  % et 75 %
- étalement des échos supporté entre 0,5 ns et 65  $\mu$ s.

L'implémentation proposée avec 8 bits atteint presque totalement les spécifications issues de l'étude du chapitre 3 et présentées dans le tableau 4.1, alors que l'implémentation sur 32 bits couvre totalement les spécifications.

## 4.4 – Prototypes d'émetteur IR-UWB reconfigurables sur FPGA

Dans cette partie nous montrerons les prototypes d'émetteur IR-UWB construit à partir de l'approche de l'implémentation sur FPGA de la bande de base numérique reconfigurable IR-UWB BPSK. Trois prototypes sont présentés. Le premier est un émetteur mono bande IR-UWB entre 3 et 10 GHz. Le second utilise une tête RF à 60 GHz. Enfin, le troisième est une implémentation MB-IR-UWB à 2 sous bandes entre 3 et 10 GHz. L'ensemble de ces prototypes utilise des composants sur étagères pour la tête RF analogique. L'objectif est de démontrer que la bande de base numérique reconfigurable proposée peut être réutilisée quelle que soit l'architecture souhaitée introduite dans le chapitre 3 : mono ou multi bandes et entre 3 et 10 GHz ou à 60 GHz.

### 4.4.1 – Emetteur IR-UWB reconfigurable mono bande entre 3 et 10 GHz

#### 4.4.1.1 – Description du prototype et composants utilisés

Ce premier prototype décrit sur la figure 4.19 utilise la bande de base numérique proposée sur FPGA et une tête RF constituée des composants suivants : mélangeur, oscillateur local et antenne, disponibles sur le marché.

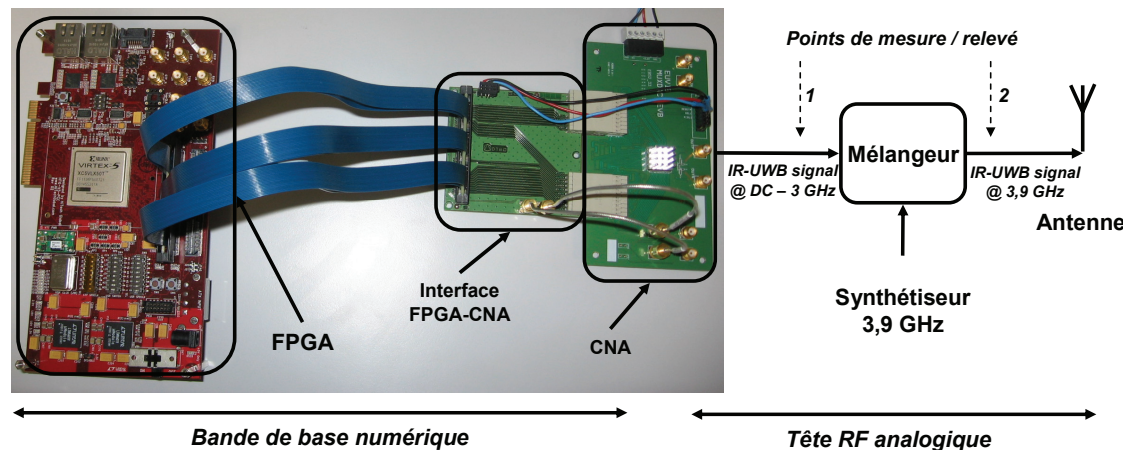


Figure 4.19 – Illustration du prototype d'émetteur IR-UWB contenant la bande de base proposée et la tête RF associée à 3,9 GHz.

La bande de base numérique utilisée est celle présentée jusqu'ici.

La tête RF utilise les composants COTS (*Commercial Off-The-Shelf*) suivants. Le mélangeur ZX05-73L+ de mini circuits est un mélangeur passif doublement équilibré. Il nécessite 4 dBm entre 2,4 et 7 GHz sur l'entrée oscillateur local pour se déclencher. La bande IF est entre 0 et 3 GHz, ce qui le rend adapté aux signaux IR-UWB que l'on va générer avec notre émetteur. Ce mélangeur permet de translater un signal entre 0 et 3 GHz autour d'une fréquence entre 2,4 et 7 GHz. Les pertes de conversion sont de 6,5 dB. Le point de compression à 1 dB à la sortie est de 1 dBm.

Pour l'oscillateur local, on utilise un synthétiseur ANRITSU MG3700A permettant de fournir une porteuse adaptée au mixer. La fréquence d'oscillation choisie est de 3,9 GHz afin de s'adapter à la bande du mélangeur, de l'amplificateur et des antennes.

Aucun amplificateur de puissance n'est requis compte tenu du niveau de sortie du mélangeur et de la réglementation UWB en dessous de 10,6 GHz.

Deux antennes UWB peuvent être utilisées dans notre émetteur. La première est une antenne omnidirectionnelle de la société Wisair. Sa bande passante à -10 dB est entre 3,1 et 4,7 GHz. La seconde antenne est une antenne Vivaldi. Elle est directive, sa bande passante à -10 dB s'étend de 2 à 10 GHz.

#### 4.4.1.2 – Validation du prototype IR-UWB mono bande reconfigurable entre 3 et 10 GHz par la mesure

La figure 4.20 montre le signal IR-UWB BPSK émis en sortie du mélangeur (avant l'antenne d'émission). On constate le changement de forme de l'impulsion apportée par la transposition en fréquence via le mélangeur. La porteuse est bien visible dans la durée de l'impulsion. On constate également que le mélangeur n'a pas une réjection de la porteuse parfaite. En effet, entre deux impulsions, on retrouve l'oscillateur local et sa première harmonique.

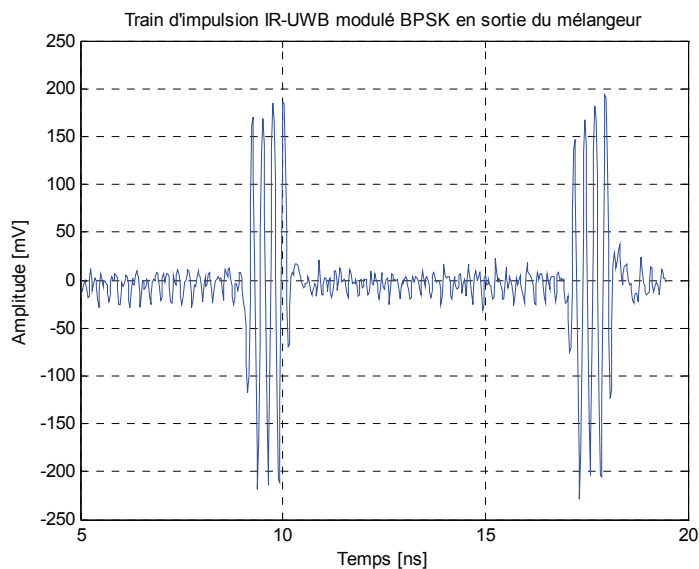


Figure 4.20 - Mesures du signal IR-UWB BPSK après l'étage de transposition, illustration de la modulation BPSK après transposition autour d'une porteuse à 3,9 GHz.

La figure 4.21 illustre la reconfigurabilité en amplitude d'impulsion après l'étage de transposition. La figure 4.22 expose la reconfigurabilité en durée d'impulsion en sortie du mélangeur. Ces deux représentations temporelles démontrent que la reconfigurabilité supporte très bien la transposition autour d'une porteuse.

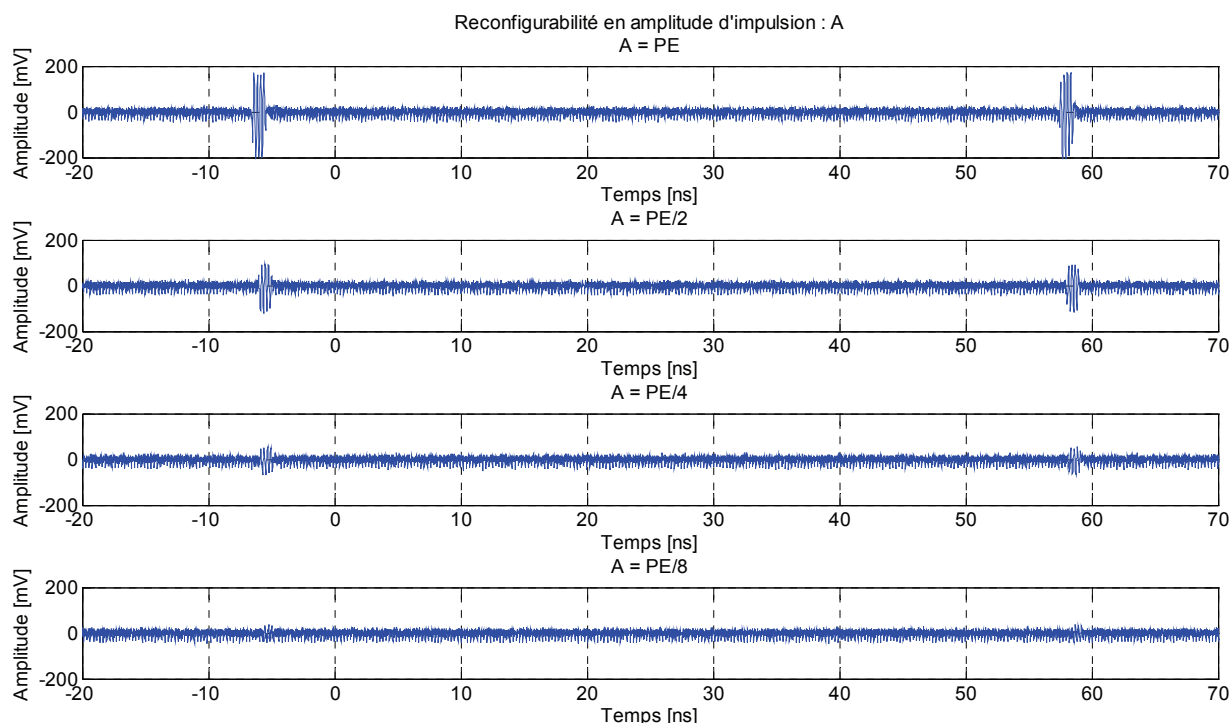


Figure 4.21 - Mesures du signal IR-UWB BPSK après l'étage de transposition à 3,9 GHz, représentation temporelle et illustration de la reconfigurabilité en amplitude d'impulsion :  $A$ .

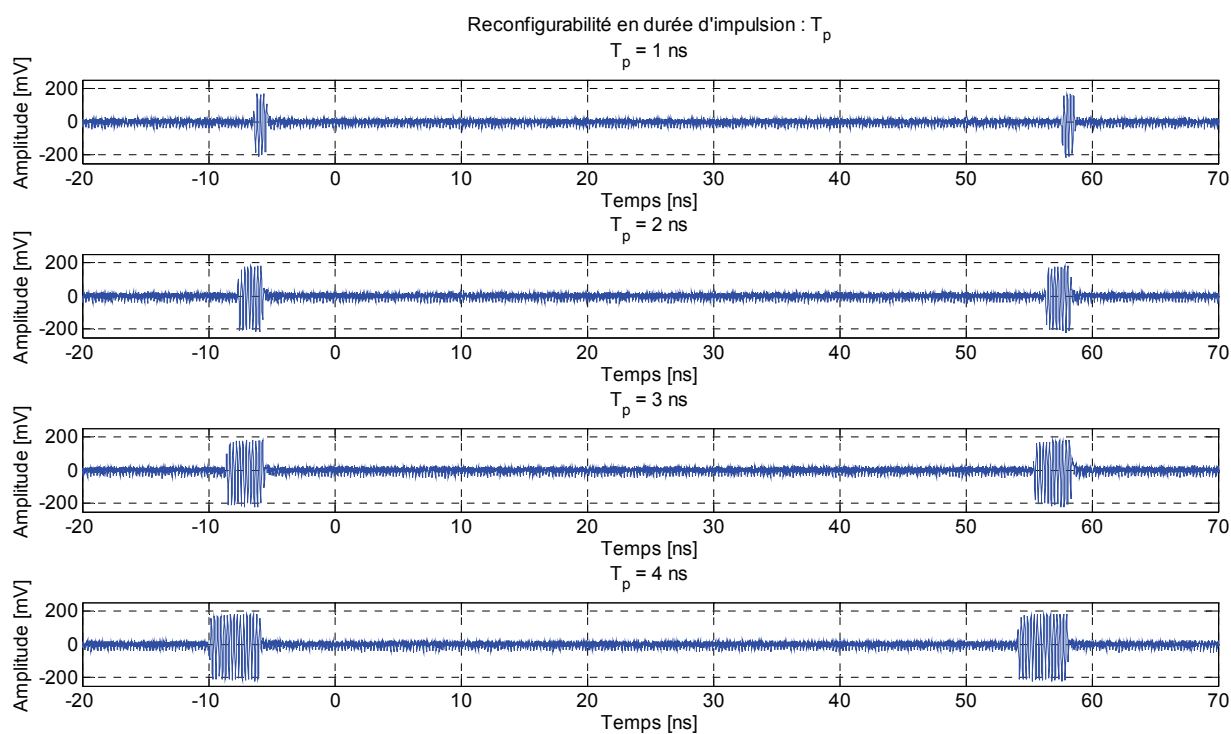


Figure 4.22 - Mesures du signal IR-UWB BPSK après l'étage de transposition à 3,9 GHz, représentation temporelle et illustration de la reconfigurabilité en durée d'impulsion :  $T_p$ .

Les figures 4.23 et 4.24 montrent l'impact de la transposition en fréquence sur la représentation spectrale du signal IR-UWB BPSK. La bande occupée du signal IR-UWB transposé autour de 3,9 GHz est reconfigurable entre environ 1,5 GHz et 375 MHz.

La figure 4.23 démontre que la reconfigurabilité en bande occupée et en densité de puissance issue de la bande de base se transpose bien autour de la fréquence porteuse. La bande occupée est deux fois plus importante qu'à la sortie de la bande de base.

La figure 4.24 utilise quatre modes de fonctionnement distincts, issus de la reconfigurabilité, pour illustrer la dynamique en densité de puissance en sortie du mélangeur et à l'entrée de l'antenne. On constate que la densité de puissance peut se reconfigurer entre -23 dBm/MHz et -67 dBm/MHz. La plage de variation, offerte par la reconfigurabilité sur les quatre paramètres, est de 44 dB. En considérant une antenne avec un gain de 0 dBi, la reconfigurabilité en densité de puissance apporte une reconfigurabilité en PIRE autour de la limite imposée par la réglementation (-41,3 dBm/MHz). Ceci permet de s'abstenir d'amplificateur de puissance et de mélangeur actif dans la tête RF. L'antenne utilisée peut également avoir un gain de 0 dBi. La puissance consommée par la tête RF se limite donc à la puissance consommée par l'oscillateur local qui est de l'ordre de la dizaine de mW à ses fréquences en CMOS [172] [173]. Le respect de la réglementation peut se faire très simplement en reconfigurant la bande de base numérique.

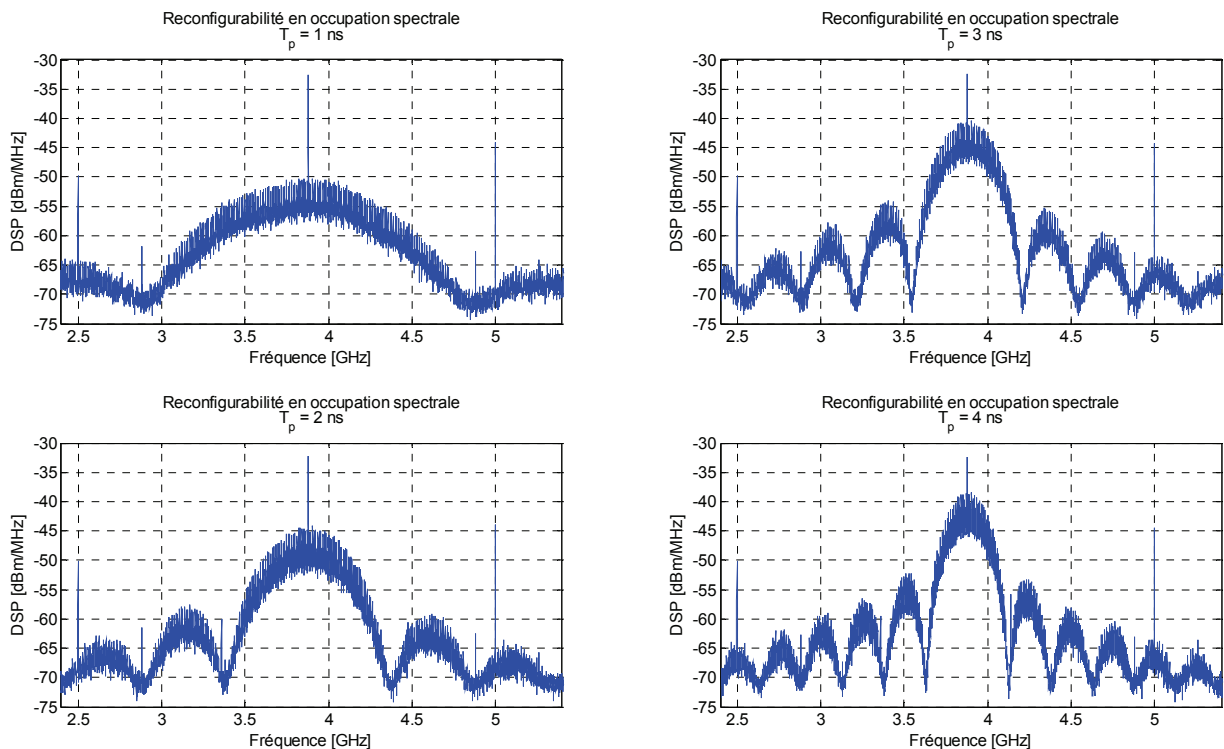


Figure 4.23 - Mesures du signal IR-UWB BPSK après l'étage de transposition à 3,9 GHz, représentation spectrale et reconfigurabilité en densité de puissance et bande occupée via la reconfigurabilité sur la durée de l'impulsion  $T_p$  ( $T_c = 64$  ns,  $N = 1$  impulsion/bit,  $A = PE$ ).

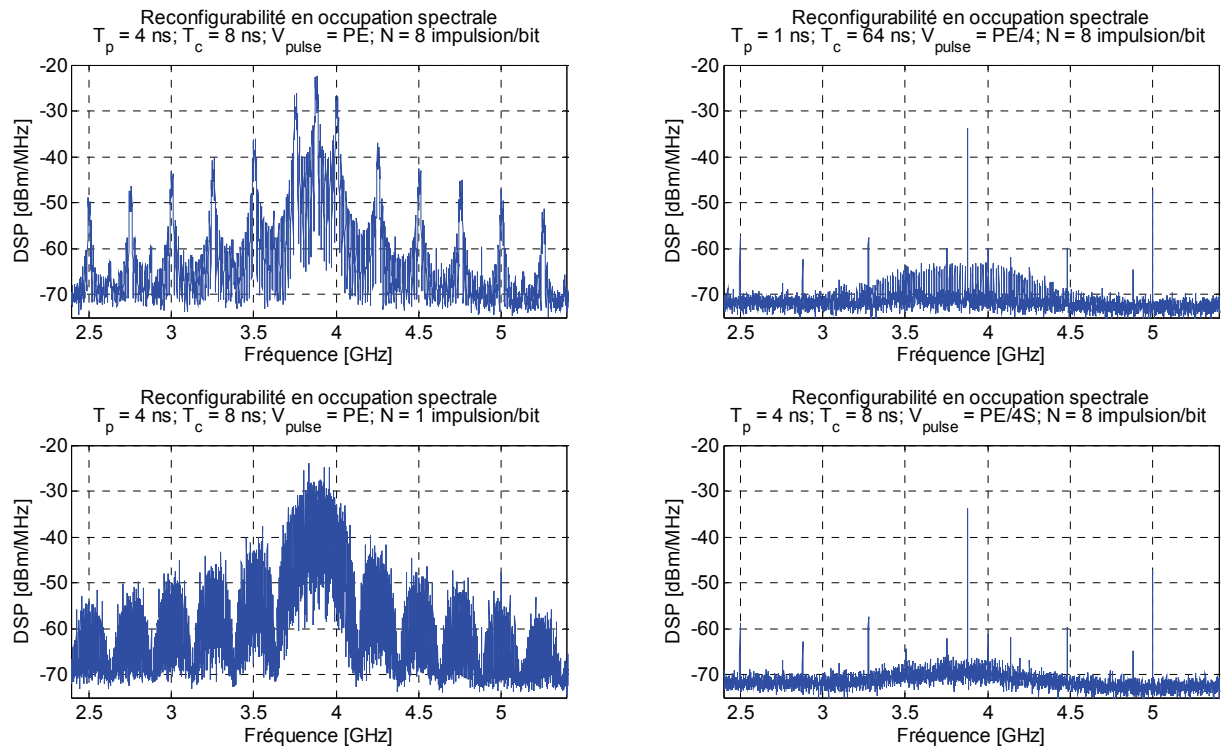


Figure 4.24 - Mesures du signal IR-UWB BPSK après l'étage de transposition à 3,9 GHz, représentation spectrale et reconfigurabilité en densité de puissance.

Ces quelques mesures démontrent que la reconfigurabilité de la bande de base se transpose très bien avec une tête RF pour obtenir un émetteur IR-UWB mono bande reconfigurable entre 3,1 et 10,6 GHz. Ses performances sont celles de la bande de base numérique hormis pour la bande occupée au niveau RF qui est le double de celle en bande de base. Le prototype proposé surpasse alors les travaux recensés dans [174] [175] [176] qui proposent des émetteurs IR-UWB en dessous de 10 GHz sur FPGA. [174] propose un émetteur-récepteur IR-UWB OOK avec une implémentation numérique sur FPGA Virtex 2. La bande du signal occupe 500 MHz autour d'une porteuse à 4 GHz. Le débit maximal atteint est de 25 Mbits/s. [175] présente un IR-UWB reconfigurable en modulation (PAM ou PPM ou OOK) utilisant environ 500 MHz. Son implémentation est également numérique et est faite sur un FPGA Virtex 2. [176] introduit un émetteur-récepteur IR-UWB reconfigurable implémenté sur un FPGA Virtex 2. Il propose une reconfigurabilité en modulation, codage et débit qui peut aller jusqu'à 100 Mbits/s.

## 4.4.2 – Emetteur IR-UWB reconfigurable mono bande à 60 GHz

### 4.4.2.1 – Description du prototype et composants utilisés

Ce second prototype reprend le principe du premier sauf que la tête RF est centrée à 60 GHz. Il permet principalement de démontrer que la bande de base proposée s'adapte aussi à la bande de fréquence des 60 GHz. C'est un démonstrateur nécessaire pour valider notre proposition d'architecture d'émetteur à 60 GHz du chapitre 3.

Le démonstrateur est constitué des trois éléments de notre bande de base numérique (CNA, FPGA et l'interface CNA-FPGA), ainsi que d'un mixer 60 GHz conçu au LAAS-CNRS [177]. Un synthétiseur est utilisé pour générer la porteuse à 60 GHz du mélangeur.

Ce mélangeur actif, fabriqué en CMOS 65 nm, est décrit dans [177]. Il s'agit d'une architecture équilibrée. L'entrée IF est différentielle, alors que la sortie RF est asymétrique. La bande IF est de 0 à 3 GHz. Le mélangeur couvre la bande des 60 GHz (de 57 à 66 GHz). La puissance consommée avec les buffers est de 23 mW sous 1 V d'alimentation et 3 mW en considérant uniquement le cœur du mélangeur.



Pour un signal d'oscillateur local à 6 dBm, le gain de conversion est de -4,1 dB. Le point de compression en entrée à 1 dB est de -13,5 dBm. Le circuit est limité par les pads et couvre une surface de 520 x 550  $\mu\text{m}^2$ .

#### 4.4.2.2 – Validation du prototype IR-UWB mono bande reconfigurable à 60 GHz par la mesure

La bande de base conserve les performances du précédent prototype, seul la tête RF change. La figure 4.25 illustre la reconfigurabilité en bande occupée et densité de puissance sur le spectre du signal IR-UWB BPSK transposé autour d'une porteuse à 62 GHz. La figure 4.27 ne tient pas compte des corrections de 8 dB à appliquer pour compenser les pertes des équipements de mesure. La figure est obtenue pour un oscillateur local à 0 dBm (le gain de conversion est alors de -8 dB).

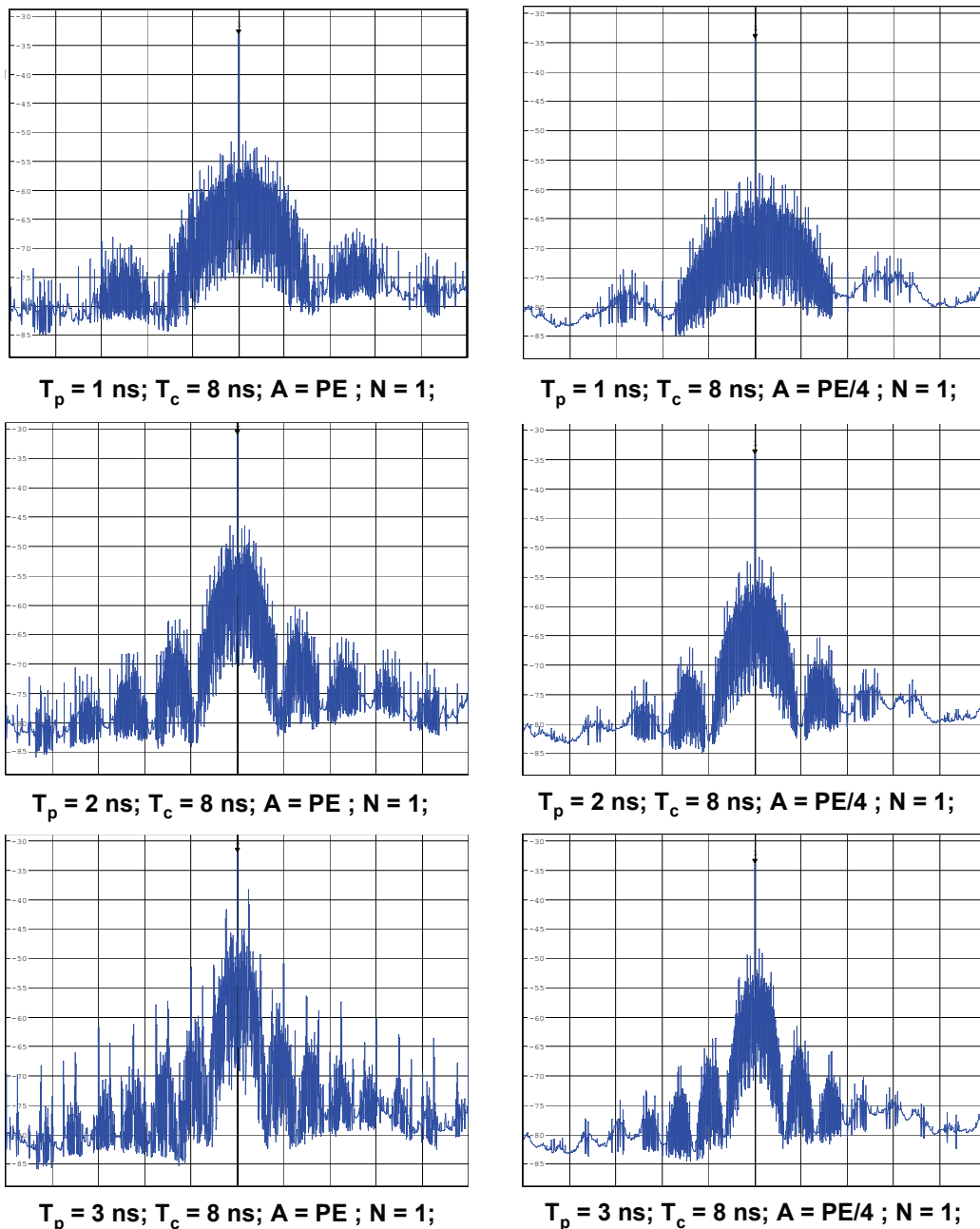


Figure 4.25 – Densité spectrale de puissance mesurée d'un signal IR-UWB BPSK transposé reconfigurable à 62 GHz (RBW = 1 MHz ; VBW = 3 kHz ; Ref. Level = -20,0 dBm ; 5 dB/div ; Center freq. = 62 GHz ; Span = 5 GHz ; 500 MHz/div) (sans la correction de 8 dB).

---

La figure 4.25 montre que la bande occupée par le signal, à -10 dB, est d'environ 1,5 GHz. La densité de puissance se reconfigure entre -49 dBm/MHz et -30 dBm/MHz (en compensant avec les 8 dB dus aux pertes des équipements de mesures). Le faible niveau de la puissance de sortie s'explique par le gain de conversion et le point de compression en entrée à 1 dB de -13 dBm. Le niveau maximal de sortie du train d'impulsions IR-UWB transposé à 60 GHz (environ -49 dBm/MHz et donc -17 dBm sur les 1,5 GHz de bande) est loin de la réglementation en PIRE associée à cette bande qui est de 43 dBm aux Etats-Unis et 40 dBm en Europe. C'est pourquoi une version améliorée du mélangeur avec une meilleure linéarité est nécessaire. L'utilisation d'un amplificateur de puissance est également nécessaire pour profiter pleinement de la réglementation ainsi que des antennes directives avec un fort gain. Un lissage du spectre avec des techniques d'étalement comme le Time Hopping ou la modulation DB-BPSK (*Delay Based – Binary Phase Shift Keying*) [165] s'impose là encore pour supprimer les raies de la densité spectrale de puissance.

Ce prototype montre que la bande de base numérique IR-UWB proposée s'adapte également à une transposition à 60 GHz. La reconfigurabilité de la bande de base est conservée à 60 GHz. La tête RF à 60 GHz nécessitera un nombre de composants actifs plus important qu'entre 3 et 10 GHz afin de profiter de la réglementation plus souple à 60 GHz. La proposition du chapitre 3 quant aux architectures reconfigurables IR-UWB à 60 GHz est donc validée ici par les mesures de la figure 4.25 qui démontrent la faisabilité d'un tel émetteur IR-UWB.

La littérature ne contient que des solutions partielles pour répondre aux besoins d'émetteur reconfigurable en CMOS à 60 GHz adressant la problématique des réseaux de microsystèmes communicants et des réseaux de capteurs sans fils. Ils existent de nombreux émetteurs CMOS à 60 GHz [51] [178] [179] mais aucun ne supporte la reconfigurabilité. Seul la référence [171] propose un émetteur IR-UWB reconfigurable en débit, durée d'impulsion, bande occupée, et gain de traitement mais à sur la bande 3 – 10 GHz. Nous proposons donc ici le premier système de transmission IR-UWB à 60 GHz reconfigurable utilisant une tête RF CMOS et donc adapté aux réseaux de microsystèmes communicants. Elle doit cependant être fortement améliorée, notamment en considérant une intégration complète réclamant une implémentation de la bande de base en ASIC. Ceci est l'objet d'une prochaine sous partie (cf. partie 4.5).

## **4.4.3 – Emetteur IR-UWB multi bande reconfigurable entre 3 et 10 GHz**

### **4.4.3.1 – Description du prototype et composants utilisés**

Ce troisième prototype est multi bandes. Il est construit autour de la bande de base numérique reconfigurable proposée précédemment. Cette bande de base est répétée deux fois dans un FPGA qui, associé à deux CNA, permet d'obtenir la bande de base numérique reconfigurable d'un émetteur IR-UWB à 2 sous bandes entre 3 et 10 GHz. Les deux sous bandes permettent de doubler le débit de l'émetteur pour atteindre jusqu'à 250 Mbits/s. La gamme de reconfigurabilité est donc également plus grande. Il y a deux fois plus de modes de fonctionnement que dans le cas d'une implémentation mono bande.

La figure 4.26 décrit l'émetteur multi bandes IR-UWB proposé. Deux mélangeur et deux oscillateurs local sont utilisés pour transposer chaque sous bande autour d'une porteuse différente. Les mélangeurs utilisés ici sont celui de l'implémentation mono bande entre 3 et 10 GHz. Les oscillateurs sont des VCO Mini-circuits oscillant entre 3000 et 3555 MHz (ZX95-3555-S+) et entre 4000 et 4720 MHz (ZX95-4720-S+). Un combineur de puissance passif est utilisé pour combiner les deux sous porteuses vers l'antenne et obtenir un signal MB-IR-UWB reconfigurable à 2 sous bandes.

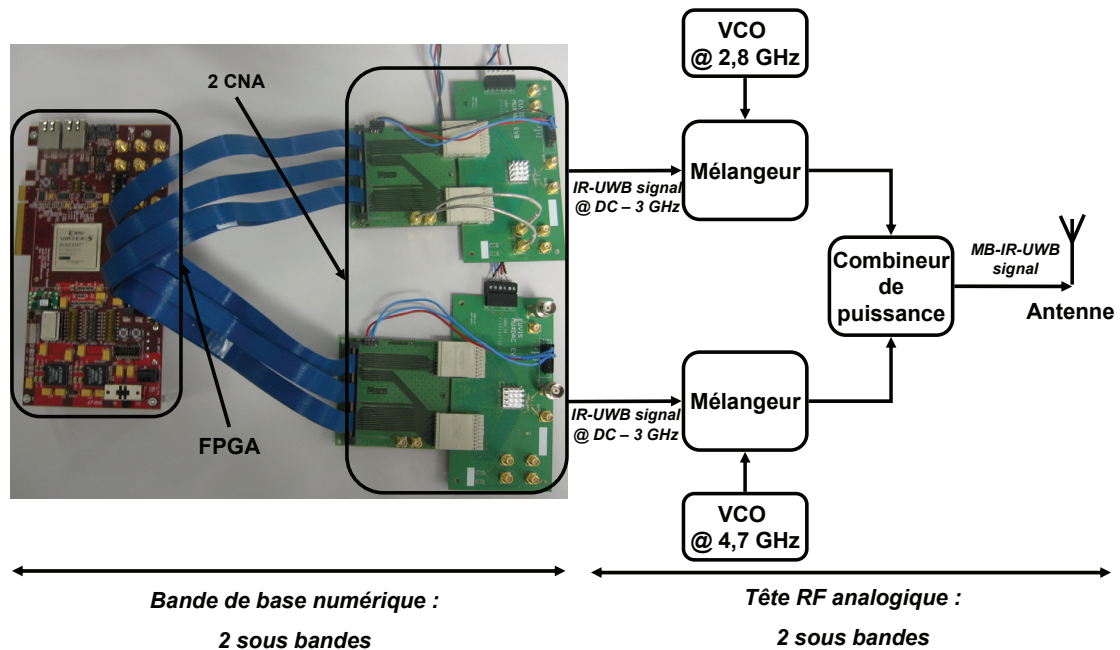


Figure 4.26 – Prototype d'émetteur MB-IR-UWB ( $n = 2$  sous bandes) reconfigurable entre 3 et 10 GHz.

### 4.4.3.2 – Validation du prototype IR-UWB multi bande reconfigurable entre 3 et 10 GHz par la mesure

Le prototype MB-IR-UWB reconfigurable présenté ici utilise deux sous bandes. L'une centrée autour d'une porteuse à 2,8 GHz, l'autre centrée autour de 4,67 GHz. La validation de l'utilisation de la sous bande proposée pour un émetteur MB-IR-UWB est faite par la mesure, grâce aux deux figures suivantes : 4.27 et 4.28. La figure 4.27 présente les représentations temporelles des deux flux de trame IR-UWB BPSK issus de chacune des deux sous bandes ainsi que le signal MB-IR-UWB émis, qui est la combinaison des deux premiers. On constate que les trames émises ont le même SFD et des données utiles différentes. Le débit du système MB-IR-UWB est donc doublé.

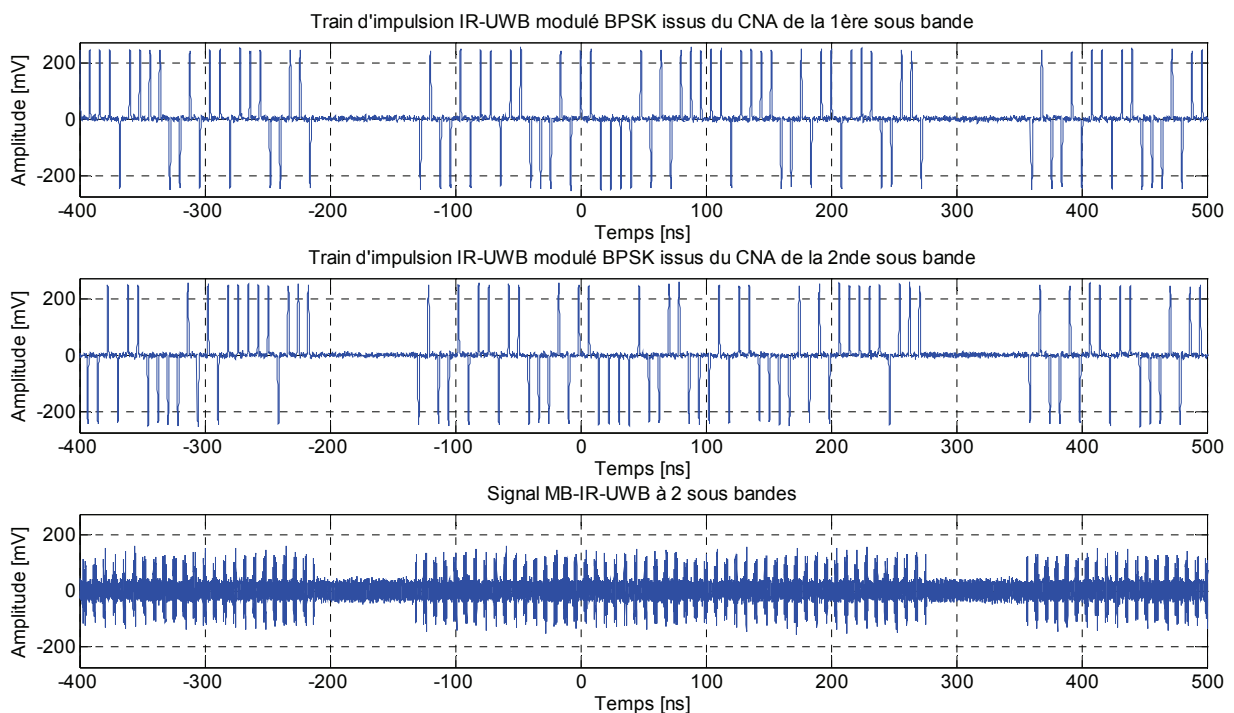


Figure 4.27 – Illustration des signaux émis en MB-IR-UWB entre 3 et 10 GHz (2 sous bandes).

La figure 4.28 démontre que la reconfigurabilité de la bande de base se transpose à l'ensemble du prototype MB-IR-UWB. L'impact de la reconfigurabilité en durée de chip, amplitude d'impulsion et gain de traitement, se ressent sur la densité de puissance du spectre MB-IR-UWB. Cinq configurations différentes sont représentées sur la figure 4.28 où la densité spectrale de puissance se situe entre -68 dBm/MHz et -40 dBm/MHz. Les deux sous bandes sont distinguables sur les DSP, ainsi que les deux sous porteuses à 2,8 GHz et 4,67 GHz. L'écart entre les sous bandes peut être modifié en ajustant la tension de commande des VCOs.

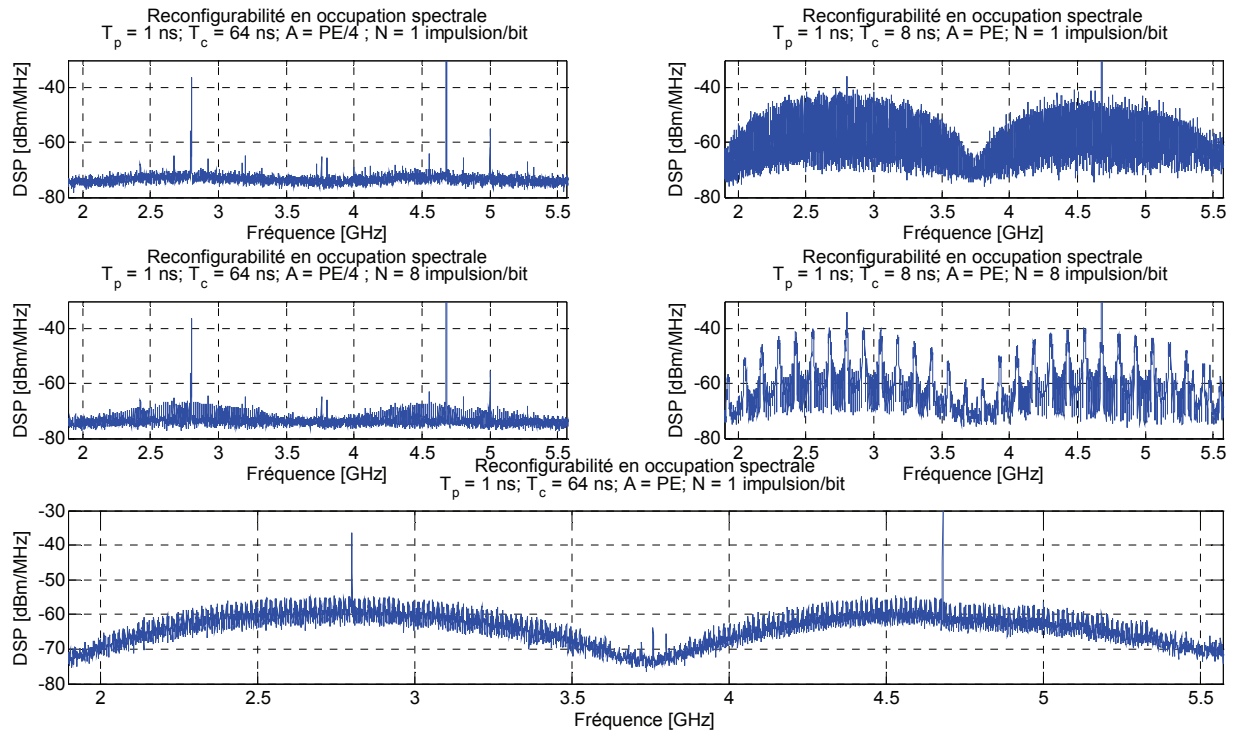


Figure 4.28 – Illustration de la reconfigurabilité en densité spectrale de puissance pour l'émetteur MB-IR-UWB à deux sous bandes entre 3 et 10 GHz.

La bande de base numérique reconfigurable IR-UWB s'adapte donc bien à l'ensemble des architectures possibles du chapitre 3 (mono ou multi bandes et utilisation entre 3 et 10 GHz ou à 60 GHz). Les architectures proposées via l'étude du chapitre 3 ont donc une viabilité technologique, puisque leurs implémentations sont possibles en utilisant la bande de base numérique reconfigurable IR-UWB proposée.

Les quelques implémentations présentées dans la littérature pour les systèmes MB-IR-UWB ne sont pas reconfigurables [58] [59] [129] [133] [134] [135].

## 4.5 – Prototypes de bande de base numérique

### IR-UWB reconfigurables sur ASIC

L'utilisation d'une implémentation numérique, via la description VHDL du circuit numérique de traitement du signal en IR-UWB, permet une certaine abstraction du support d'implémentation choisi : ASIC ou FPGA. En effet, la conception haut niveau induite par l'utilisation du VHDL, permet, facilement, en réutilisant la conception proposée pour notre bande de base numérique IR-UWB reconfigurable, d'obtenir des émetteur implémentés sur ASIC. Ainsi, deux prototypes de bande de base numérique sont présentés dans cette partie. La première bande de base numérique est une version non reconfigurable très simple qui servira d'étalon pour évaluer les performances du second prototype. Ce dernier est une bande de base numérique reconfigurable IR-UWB.

Ces deux émetteurs sont fabriqués en CMOS 65 nm de ST pour respecter les contraintes du contexte (faible encombrement, faible consommation, faible coût). De plus, cette technologie permet une fréquence de fonctionnement des circuits très élevée ce qui est requis pour le traitement du signal en IR-UWB (génération et acquisition de l'impulsion). Enfin, l'objectif final est d'obtenir un système de communication complet intégré IR-UWB à 60 GHz, il est donc indispensable d'utiliser la même technologie que celle de la tête RF à 60 GHz afin de faciliter l'intégration.

#### 4.5.1 – Bande de base numérique IR-UWB non reconfigurable en ASIC

##### 4.5.1.1 - Conception

Pour la conception de cette bande de base numérique, les principes exposés précédemment sont repris : implémentation numérique, description VHDL, et traitement du signal dans le domaine temporel.

L'émetteur proposé a pour vocation d'être très simple et à faible consommation. Aucun mécanisme de Time Hopping ou de gain de traitement (étalement de spectre) n'est implémenté. Il requiert une horloge pour fonctionner. La modulation utilisée est une modulation OOK. Cette modulation permet de supprimer le besoin d'un CNA en sortie et donc réduit la consommation globale de l'émetteur. La bande de base numérique utilise un bit en sortie qui prend la valeur un quand il y a une impulsion à émettre, c'est-à-dire que la donnée à émettre est un un logique. La durée de l'impulsion et la durée du chip sont paramétrées par  $M_{Tp}$  et  $M_{Tc}$  comme dans l'approche de conception proposée. La figure 4.29 décrit le schéma de principe de la bande de base numérique contenant les fonctions : générateur de données, modulateur OOK et générateur d'impulsion IR-UWB. Comme pour l'implémentation sur FPGA, un compteur est utilisé pour obtenir, à partir de l'horloge d'entrée, le rythme des bits (ou chip ici puisqu'il n'y a pas de gain de traitement : 1 impulsion est émise par bit) et la durée des impulsions.

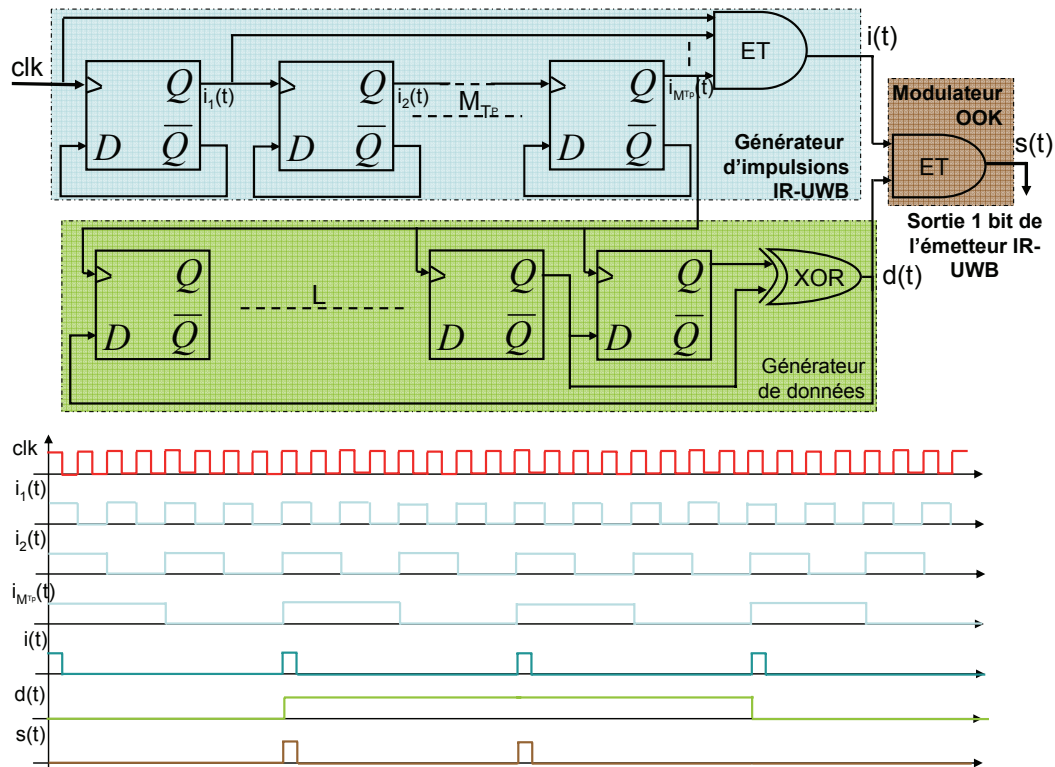


Figure 4.29 – Principe de l'émetteur IR-UWB OOK proposé pour une implémentation ASIC faible consommation sans CNA.

Le générateur d'impulsions IR-UWB est construit autour d'un compteur synchrone et d'une porte logique ET. Le compteur est piloté par l'horloge en entrée de la bande de base numérique. Le compteur utilise  $M_{Tc}$  bascules. Il possède donc également  $M_{Tc}$  sorties. La période de la première sortie est égale à  $2^1$  fois la période de l'horloge  $T_c$ . La sortie la plus lente du compteur a une période de  $2^{M_{Tc}}$  fois la période de l'horloge. Un ET logique entre les  $M_{Tc}$  signaux de sortie du compteur et l'horloge est utilisé pour obtenir un train d'impulsions avec un rapport cyclique de :

$$\alpha = \frac{1}{2^{M_{Tc}+1}} \quad (4.9).$$

La durée de l'impulsion IR-UWB émise est égale à une demi-période d'horloge. L'impulsion est donc unipolaire et rectangulaire. La durée d'un bit est égale à  $2^{M_{Tc}}$  fois la période de l'horloge. Grâce à la fréquence élevée de l'horloge d'entrée, la durée d'impulsion est très courte.

Le générateur de données est obtenu grâce à un registre à décalage LFSR (*Linear Feedback Shift Register*). Il consiste en  $L$  bascules D et une porte logique XOR. Il délivre ainsi une séquence de données binaires de  $2^L$  bits. Pour assurer la délivrance des données au rythme binaire, l'horloge du registre LFSR est fournie par la sortie la plus lente du compteur du générateur d'impulsion.

Pour effectuer la modulation OOK, une porte logique ET est utilisée pour combiner le train d'impulsions IR-UWB non modulé issu du générateur d'impulsions, et le flux de données binaires du générateur de données. Cette porte logique ET permet d'émettre une impulsion uniquement quand il y a une donnée binaire contenant un un logique à émettre.

Les simulations après placement et routage prédisent, en utilisant les bibliothèques *worst case*, une horloge jusqu'à 2 GHz. Le débit binaire associé est de 333 Mbits/s pour un rapport cyclique de 8,325 %. La puissance consommée estimée est de 456  $\mu$ W, soit 1,38 pJ/bit pour une horloge à 2 GHz.

L'implémentation proposée est orientée faible consommation. C'est pourquoi aucun buffer de sortie n'est utilisé. Un CNA n'est pas requis car la sortie est sur 1 bit réduisant ainsi la consommation. L'émetteur IR-UWB proposé a deux entrées utiles (une horloge et un reset). Des entrées supplémentaires sont utilisées pour les alimentations et les masses. Elles sont réparties autour du cœur comme le montre la figure 4.30. L'alimentation a pour niveau 1,1 V pour le cœur. Pour réduire la consommation, des pads sans alimentation sont utilisés. Pour simplifier le test et la mesure, les entrées sorties sont des pads masse-signal-masse avec

un pitch de 100  $\mu\text{m}$  pour les signaux RF (l'horloge et le signal IR-UWB de sortie). Chaque pad a une largeur de 50  $\mu\text{m}$ . La surface du circuit est limitée par les pads : 770 x 470  $\mu\text{m}^2$ .

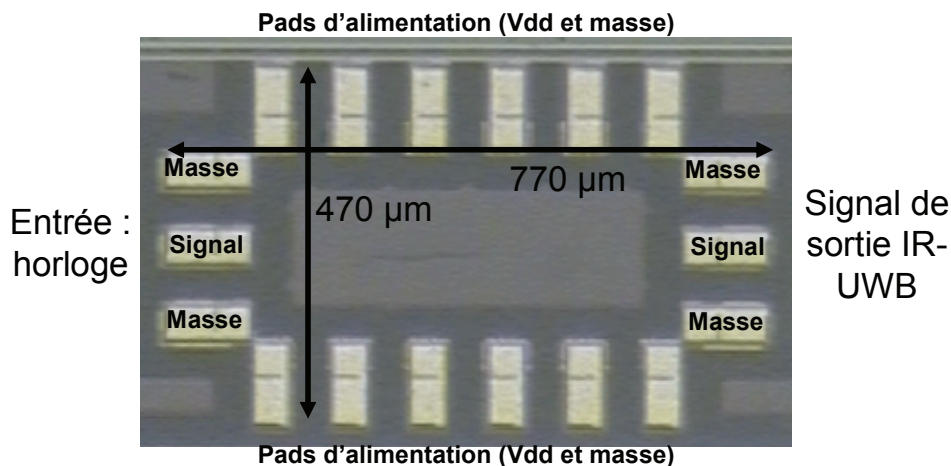


Figure 4.30 – Photo de l'émetteur IR-UWB OOK fabriqué en CMOS 65 nm.

### 4.5.1.2 – Résultats de mesures

Les mesures sont faites avec une station sous pointes, un générateur d'horloge, et des alimentations pour polariser le circuit IR-UWB d'émission. Les signaux de sorties sont mesurés à l'oscilloscope LeCroy temps réel large bande (LeCroy SDA813Zi).

Le tableau 4.8 résume les résultats de mesures en fonction de la fréquence de l'horloge d'entrée. Le circuit fonctionne jusqu'à 2,25 GHz. La durée d'impulsion est alors de 500 ps, le débit de 375 Mbits/s, l'amplitude de l'impulsion (50 Ohms) de 20 mV, la bande occupée à -10 dB de 2250 MHz, la consommation de 515  $\mu\text{W}$ , l'énergie par bit de 1,38 pJ/bit, et l'étalement des échos supporté est de 2,167 ns. Au-delà de 2,25 GHz, le circuit ne fonctionne plus. C'est le chemin critique induit par la logique entre les bascules qui limite la fréquence de fonctionnement. Au dessus de 2,25 GHz, l'amplitude de l'impulsion est trop faible pour la distinguer réellement du bruit à l'oscilloscope.

Tableau 4.8 – Résultats de mesure de l'émetteur IR-UWB 1 bit à implémentation ASIC entièrement numérique.

Implémentation ASIC CMOS 65 nm d'un émetteur IR-UWB entièrement numérique									
Fréquence de l'horloge [MHz]	50	250	500	1000	1250	1500	1750	2000	2250
Débit [Mbits/s]	8.33	41.67	83.33	166.67	208.33	250.00	291.67	333.33	375.00
Durée de l'impulsion [ns]	20.5	4.05	2.25	1.45	1.15	0.95	0.85	0.75	0.5
Amplitude de l'impulsion sur 50 Ohms [mV]	17	16.5	17	18	18	21	21	20	20
Bande occupée -10 dB [MHz]	50	250	500	1000	1250	1500	1750	2000	2250
Puissance consommée [ $\mu\text{W}$ ]	60.3	191.2	246.2	325.58	379.3	373.3	417.9	464	515.7
Energie par bit [pJ/bit]	7.24	4.59	2.95	1.95	1.82	1.49	1.43	1.39	1.38
Alimentation [V]						1.1			

La figure 4.31 montre les mesures faites à l'oscilloscope sur le train d'impulsions IR-UWB OOK. La densité spectrale de puissance est également utilisée pour évaluer la bande occupée à -10 dB (2,25 GHz) ainsi que la puissance émise (-43 dBm/MHz). Elle permet de constater que l'impulsion émise respecte la réglementation UWB en puissance (-41,3 dBm/MHz) ; une transposition en fréquence reste néanmoins nécessaire pour atteindre la bande des 3 – 10 GHz.

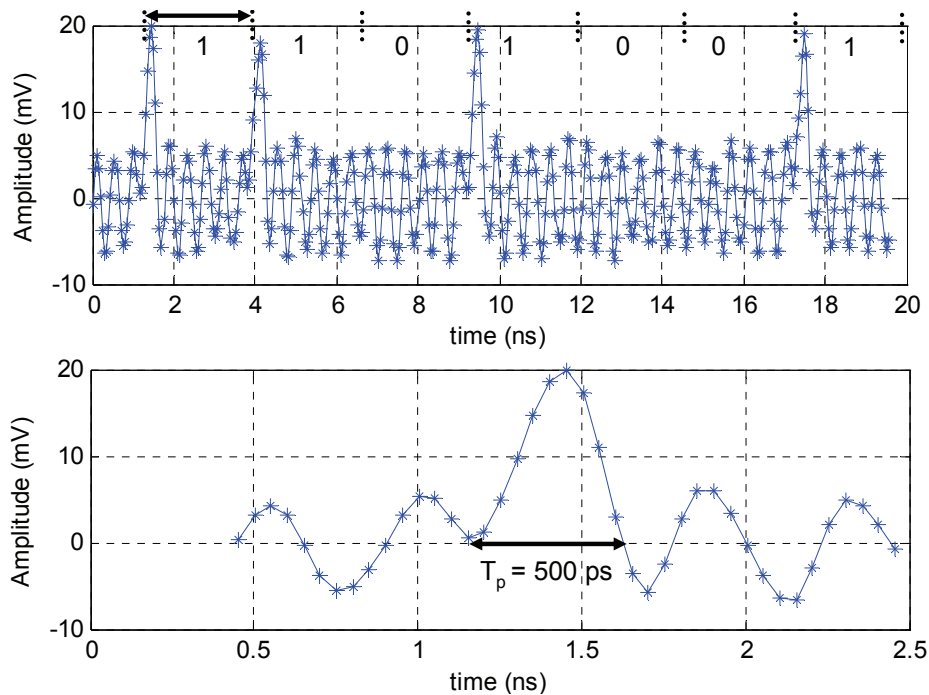


Figure 4.31 – Impulsion IR-UWB et train d’impulsions modulé OOK mesurés à la sortie de l’émetteur IR-UWB présenté.

### 4.5.1.3 – Comparaisons avec l’état de l’art

Le choix de ne pas utiliser de buffer de sortie a été fait pour obtenir un émetteur IR-UWB très faible consommation et très simple uniquement à partir d’une conception numérique VHDL. Le tableau 4.9 compare notre implémentation avec l’état de l’art et montre que ce choix est payant car il permet d’atteindre le plus faible niveau d’énergie par bit à notre connaissance en considérant les implémentations numériques, analogiques et mixtes.

Tableau 4.9 – Comparaison avec l’état de l’art des performances mesurées de la bande de base numérique IR-UWB proposée pour une implémentation ASIC orientée faible consommation.

References	[This work]	[61]	[109]	[180]	[181]	[182]	[183]	[184]
Année	2009	2007	2009	2006	2004	2009	2009	2009
Technologie CMOS	65nm	180nm	90nm	180nm	180nm	90nm	180nm	180nm
Implémentation	All digital	analog	analog	analog	all digital	all digital	mixed	mixed
Amplitude de l’impulsion sur 50 Ohms [mV]	20	48 *	28	48	350 *	355*	40 *	30 / 70 *
Débit [Mbits/s]	375	500	100	100	500	15.6	2500	750
Energie par bit sans PA [pJ/bit]	1,4	/	1.8	2	/	15	/	12
Energie par bit avec PA [pJ/bit]	/	2,3	/	/	30,8	17	25	47

\*: avec PA (Power Amplifier)

Même sans étage d’amplification, l’émetteur proposé, en CMOS 65 nm entièrement numérique, permet d’atteindre des niveaux d’impulsions équivalents avec l’état de l’art.

## 4.5.2 – Bande de base numérique IR-UWB reconfigurable en ASIC

Cette seconde bande de base numérique IR-UWB pour ASIC est orientée reconfigurabilité. Les mesures, effectuées en collaboration avec le CNES, ne sont pas terminées. Elles nécessitent l’utilisation d’un testeur numérique, équipement non disponible au LAAS. Dans cette partie uniquement la conception et les performances attendues seront présentées.

Pour cette implémentation ASIC, la conception via le VHDL et le traitement du signal dans le domaine temporel sont réutilisés. Les fonctionnalités précédemment décrites sont réutilisées ici comme la génération



de données binaires, la gestion de la reconfigurabilité, la distribution des rythmes d'horloges ou le générateur d'impulsions IR-UWB. D'autres fonctionnalités sont ajoutées pour cette bande de base numérique reconfigurable ASIC comme un bloc de gestion du Time-Hopping [37] et un bloc d'interface avec le CNA de Euvis à 4 Géchs/s entrelacé temporellement sur 8 voies.

L'objectif de cette bande de base est la reconfigurabilité d'où l'utilisation d'un CNA très rapide utilisant jusqu'à 8 vecteurs de 12 bits en entrée. Pour réduire la taille du circuit qui est limitée par les pads, il est préférable de n'utiliser que 8 vecteurs de 5 bits pour piloter le CNA. Ce choix permet de réduire la taille et la consommation du circuit sans altérer les performances de l'émetteur reconfigurable IR-UWB.

64 entrées sorties sont utilisées, dont 40 sorties pour piloter le CNA, 4 couples VDD/GND pour l'alimentation et la masse, 5 bits en entrée pour la reconfigurabilité en durée de chip  $T_c$ , 2 bits en entrée pour la reconfigurabilité en modulation, 2 bits en entrée pour la reconfigurabilité en forme d'impulsion émise, 3 bits en entrée pour la reconfigurabilité en nombre de chip dans une trame Time-Hopping, 1 bit de reset, 1 bit pour l'horloge, 1 bit en sortie pour le flux de données utiles émis (pour faciliter le test), et 1 bit pour atteindre le très haut débit. Pour ces 64 entrées sorties des pads analogiques sont utilisés pour réduire la consommation du circuit. Le pad analogique utilisé occupe une surface de 50  $\mu\text{m}$  par 110  $\mu\text{m}$ . Pour faciliter la mise en package de la puce nue, il est nécessaire d'espacer les pads pour permettre le bonding.

Le cœur du circuit est alimenté par 4 couples de pads VDD/GND à 1,1 V. Comme le montre la figure 4.32, ces pads sont placés symétriquement dans l'anneau des pads pour assurer une bonne distribution des courants. Les problèmes d'électro-migration, de pertes *IR drop*, et de SSO/SSN (*Simultaneously Switching Output / Simultaneously Switching Noise*) sont également considérés lors du dimensionnement de l'anneau des pads entourant le cœur. Le dimensionnement proposé assure une perte par *IR drop* limitée à 0,01 % de VDD. Le circuit occupe une surface de 1,2 mm par 1,2 mm. Il peut fonctionner jusqu'à 250 MHz. La puissance consommée est alors de 5,45 mW. Ces résultats sont des résultats de simulation, ils doivent être confirmés par la mesure du circuit. Cette dernière est en cours avec la collaboration du CNES et nécessite un testeur numérique notamment de par le nombre important de modes reconfigurables. La figure 4.33 illustre la puce dans son package CQFP64.

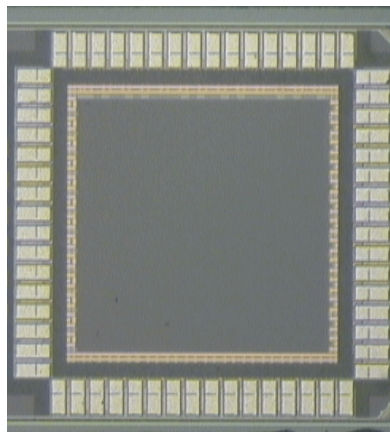


Figure 4.32 – Illustration de la puce nue contenant la bande de base numérique reconfigurable IR-UWB en CMOS 65 nm.

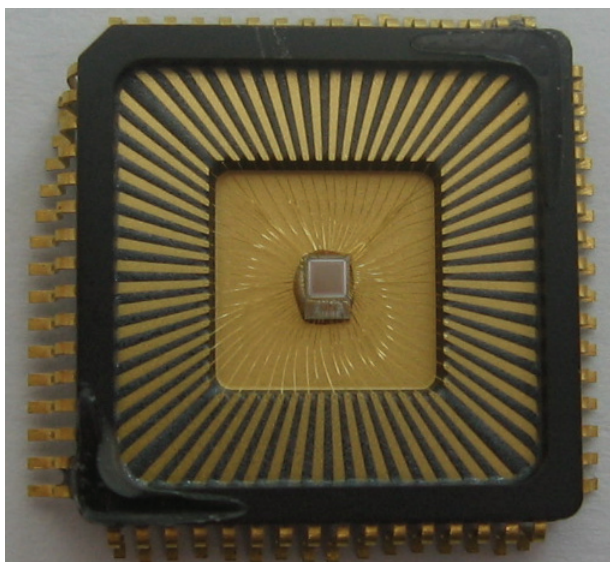


Figure 4.33 – Illustration de la puce contenant la bande de base numérique reconfigurable IR-UWB en CMOS 65 nm, dans son package CQFP 64.

Les 40 sorties pilotant le CNA utilisent une représentation signée *offset binary*. Hormis les entrées d'horloge et de reset, les autres entrées sont dédiées à la reconfigurabilité de la bande de base numérique. Cette dernière propose d'émettre un train d'impulsion IR-UWB reconfigurable en forme d'impulsion, débit, durée d'impulsion, durée de chip, durée de bit, avec ou sans Time-Hopping, en bande occupée, densité spectrale de puissance émise, en forme de spectre, en type de modulation. 12 bits sont utilisés pour paramétrer les reconfigurabilités directes en forme d'impulsion, modulation, durée de chip, durée de bit, étalement des échos supporté, rapport cyclique et portée radio. 4096 modes de reconfigurabilité sont donc possible. Un mode supplémentaire, dit mode haut débit, est piloté par un bit additionnel. Ce mode consiste à l'utilisation de chip très court et de modulation à 4 états. Il permet d'atteindre un débit de 1 Gbits/s.

Cinq modulations d'impulsions sont possibles : PPM, OOK, TR-PPM, PAM et 2PAM-BPSK. Quatre formes d'impulsions sont proposées. La durée d'impulsion se reconfigure entre 0,5 ns et 2 ns. La durée d'un chip se reconfigure entre 2 ns et 128 ns. La durée d'un bit se reconfigure entre 4 ns et 1024 ns. Le débit binaire varie alors entre 1 Gbits/s et 0,976 Mbits/s.

Si les mesures confirment les performances attendues et obtenues en simulation, alors la bande de base numérique proposée dépassera l'état de l'art des émetteurs IR-UWB reconfigurables, sur les critères du débit et de la gamme de reconfigurabilité [120] [163] [164] [165] [166] [167] [168] [169] [170] [171]. La référence [168] est celle qui atteint le plus haut débit (100 Mbits/s) de l'état de l'art des émetteurs IR-UWB reconfigurables. La référence [171] est celle qui offre la plus large gamme de reconfigurabilité de l'état de l'art. Ces deux références pertinentes sont dépassées, en débit et gamme de reconfigurabilité, par notre proposition de bande de base numérique reconfigurable IR-UWB et son implémentation ASIC.

## 4.6 - Conclusion

Ce chapitre 4 montre l'implémentation d'une bande de base numérique reconfigurable pour un émetteur IR-UWB selon l'implémentation mixte présentée dans le chapitre 3. Le chapitre 3 a démontré l'intérêt de l'implémentation mixte où la bande de base est en charge de la génération des impulsions, de la modulation, et du traitement du signal associé à l'émission en IR-UWB. Le chapitre 4 propose une approche de conception de bande de base numérique reposant sur la description VHDL du circuit numérique, du traitement du signal dans le domaine temporelle et d'une forte parallélisation du circuit d'émission. La reconfigurabilité multi propriétés est introduite via une solution par paramètre qui offre une très large gamme de performances reconfigurable.

Une bande de base numérique en IR-UWB est composée de trois éléments : un circuit numérique de traitement du signal (FPGA ou ASIC), un convertisseur numérique analogique très rapide pour répondre aux besoins large bande d'IR-UWB ainsi qu'une fonction d'interface entre les deux premiers éléments. Ce chapitre 4 présente les 5 fonctions nécessaires à la réalisation d'un circuit numérique de traitement du signal pour un émetteur IR-UWB reconfigurable sur FPGA ou ASIC : la gestion des rythmes, la gestion de la reconfigurabilité, la fonction génération d'impulsion modulée, la fonction étalement de spectre et la fonction génération de données. Ces 5 fonctions permettent de générer numériquement, grâce à un CNA et un traitement du signal dans le domaine temporel, un train d'impulsions IR-UWB modulé BPSK reconfigurable.

Un démonstrateur sur FPGA validant cette approche de conception est présenté. Il permet via une implémentation VHDL sur un Xilinx Virtex5 d'obtenir une bande de base numérique reconfigurable sur 256 modes de fonctionnements distincts. Via une reconfigurabilité sur 4 paramètres : amplitude et durée de l'impulsion IR-UWB émise, durée d'un chip et durée d'un bit, il permet d'obtenir une reconfigurabilité sur l'ensemble suivant des caractéristiques d'un émetteur IR-UWB : portée radio, bande de fréquence occupée, puissance d'émission, gain de traitement, taux d'erreur binaire, forme du spectre, durée de l'impulsion, durée d'un bit, durée d'un chip, débit, étalement des échos maximal supporté, rapport cyclique, et puissance consommée. Cette implémentation démontre que l'émetteur proposé respecte les contraintes des réseaux de microsystèmes communicants comme la simplicité, le faible encombrement et le besoin en reconfigurabilité. En effet, l'implémentation numérique proposée occupe moins de 1 % du FPGA utilisé et couvre un ensemble très vaste de performances via la reconfigurabilité sur ses 256 modes de fonctionnement :

- amplitude de l'impulsion : 32 mV, 65 mV, 125 mV et 250 mV
- durée de l'impulsion : 1 ns, 2 ns, 3 ns et 4 ns
- bande occupée à la sortie de la bande de base à -10 dB : 750 MHz, 375 MHz, 250 MHz, 187 MHz
- densité spectrale de puissance entre -18 dBm/MHz et -60 dBm/MHz
- durée d'un chip : 8 ns, 16 ns, 32 ns, et 64 ns
- gain de traitement : 1, 2, 4 et 8 impulsions/bit
- durée d'un bit : 8 ns, 16 ns, 32 ns, 64 ns, 128 ns, 256 ns, et 512 ns
- débit binaire : 1,95 Mbits/s, 3,9 Mbits/s, 7,81 Mbits/s, 15,625 Mbits/s, 31,25 Mbits/s, 62,5 Mbits/s et 125 Mbits/s
- rapport cyclique : 1,5 %, 3,125 %, 6,25 %, 12,5 %, 25 % et 50 %
- étalement des échos supporté : 4 ns, 5 ns, 6 ns, 7 ns, 14 ns, 15 ns, 16 ns, 17ns, 28 ns, 29 ns, 30 ns, 31 ns, 60 ns, 61 ns et 63 ns
- puissance consommée entre 49,5 et 539 mW
- énergie par bit entre 1 et 8 nJ/bit.

Un des avantages de cette conception VHDL pour une implémentation numérique de la bande de base du signal est que les performances obtenues en mesures sont très proches des performances attendues.

Ce prototype a permis également de distinguer les éléments dimensionnant un tel émetteur reconfigurable IR-UWB. La gamme de reconfigurabilités dépend très fortement de l'intervalle de définition des paramètres reconfigurables placés en entrée de l'émetteur et du codage utilisé. Il y a autant de modes de fonctionnement différents qu'il y a de valeurs différentes pour les paramètres d'entrée. Le codage utilisé,

---

lui, impacte les valeurs minimales et maximales que prendront les intervalles de reconfigurabilité associés à chaque caractéristiques de l'émetteur (débit, durée d'impulsion, ...). Le codage influe également sur l'écart entre deux valeurs successives dans ces intervalles.

Grâce à la simplicité du circuit proposée et à l'implémentation parallèle dû au CNA à entrelacement temporel, les performances en timings sont suffisantes pour atteindre les vitesses requises par une émission IR-UWB.

Nous avons montré, dans ce chapitre, que la bande de base proposée, dépasse les performances de l'état de l'art pour un émetteur IR-UWB reconfigurable de par le débit et la gamme de reconfigurabilité proposée [166] [167] [168] [170] [171]. Les spécifications sur la bande de base numériques obtenues suite à l'étude du chapitre 3 sur les architectures sont en quasi-totalité atteintes avec cette implémentation sur FPGA.

La bande de base numérique reconfigurable IR-UWB BSPK proposée est utilisée dans trois démonstrateurs validant les architectures proposées dans le chapitre 3 pour couvrir les besoins des réseaux de microsystemes communicants : IR-UWB mono bande entre 3 et 10 GHz, IR-UWB mono bande à 60 GHz et MB-IR-UWB à 2 sous bandes entre 3 et 10 GHz. Ces démonstrateurs valident la réutilisation possible de la bande de base numérique reconfigurable proposée quelle que soit l'architecture système prônée. Les démonstrateurs entre 3 et 10 GHz ont pu être mesurés en utilisant des composants sur étagères disponibles sur le marché pour la tête RF. Le démonstrateur à 60 GHz utilise un mélangeur fabriqué au LAAS-CNRS en CMOS 65 nm validant ainsi la faisabilité d'une intégration complète bande de base et tête RF en CMOS afin de respecter la contrainte de coût liée à notre contexte d'étude.

Le prototype d'émetteur IR-UWB reconfigurable entre 3 et 10 GHz sur FPGA a montré que la reconfigurabilité de la bande de base se transpose efficacement autour d'une porteuse. Ce prototype respecte la réglementation en vigueur sur l'utilisation du spectre radioélectrique. Il est également le premier émetteur IR-UWB reconfigurable implémenté sur un FPGA qui offre un tel débit (125 Mbits/s) et une telle gamme de reconfigurabilité à notre connaissance [174] [175] [176]. Ce prototype a montré également qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser d'amplificateur ou de mélangeur actif dans la tête RF d'un émetteur IR-UWB à implémentation mixte où la génération des impulsions est numérique. En effet, le niveau de puissance à la sortie du CNA ne nécessite pas d'amplification par la tête RF. La puissance consommée par l'émetteur dépend donc de la bande de base numérique, du CNA et de l'oscillateur local.

Le prototype IR-UWB mono bande à 60 GHz valide la transposition de la reconfigurabilité à 60 GHz. Compte tenu de la réglementation, il est nécessaire ici d'utiliser un amplificateur de puissance dans la tête RF. Ce prototype montre la faisabilité d'une implémentation complète en CMOS. Il s'agit également du premier système d'émission d'impulsions IR-UWB reconfigurable à 60 GHz, à la connaissance de l'auteur. En effet, les émetteurs IR-UWB à 60 GHz de l'état de l'art ne sont pas reconfigurables [51] [178] [179].

Le dernier prototype d'émetteur multi bandes IR-UWB entre 3 et 10 GHz montre que la bande de base proposée est réutilisable facilement autant de fois qu'il est nécessaire dans un émetteur MB-IR-UWB. L'utilisation de  $n$  sous bandes permet de multiplier par  $n$  les modes de fonctionnement reconfigurables disponibles ainsi que le débit. L'architecture MB-IR-UWB introduite dans le chapitre 3 est donc validée ici. Il s'agit également du seul émetteur MB-IR-UWB reconfigurable multi propriétés de l'état de l'art [58] [59] [129] [133] [134] [135].

Les prototypes ASIC CMOS 65 nm démontrent la portabilité de notre approche de conception d'émetteur IR-UWB reconfigurable par paramètres. Les deux prototypes présentés s'illustrent par leurs performances en consommation pour le premier et en reconfigurabilité et débit pour le second. Sur ces critères, ils améliorent l'état de l'art des émetteurs IR-UWB reconfigurables. Pour le second prototype reconfigurable, les résultats doivent être validés par une phase de mesures réalisée en collaboration avec le CNES. Il s'agit également d'une étape indispensable vers l'intégration complète d'un système de communication à 60 GHz en CMOS pour les réseaux de microsystemes communicants.

Il est nécessaire maintenant de présenter le récepteur reconfigurable associé pour obtenir un système complet d'émission réception IR-UWB reconfigurable.

## Contributions

Les travaux présentés dans ce chapitre 4 ont mené à plusieurs publications dans des revues et des conférences. La reconfigurabilité par paramètres pour une implémentation numérique IR-UWB avec un traitement du signal dans le domaine temporel est présentée dans :

- [103] : Electronics Letters, 2010
- [185] : IEEE International Semiconductor Conference, IEEE CAS 2007.
- [25] : IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, IEEE ICECS 2007.
- [39] : Romanian Journal of Information Science and Technology, Journal ROMJIST 2008
- [155] : IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems, IEEE NEWCAS 2007

L'ensemble de ces travaux a été disséminé dans des colloques nationaux :

- [116] : Journée annuelle de l'école doctorale GEET (Génie Electrique Electronique Télécommunications) 2009.
- [143] : Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique 2009.
- [186] : Colloque National du GDR SOC SIP 2009.

---

# Chapitre 5 : Récepteur reconfigurable IR-UWB.

---

<b>5.1 – Introduction .....</b>	<b>142</b>
<b>5.2 – Points critiques d’un récepteur IR-UWB.....</b>	<b>144</b>
5.2.1 – Synchronisation IR-UWB .....	144
5.2.2 – Démodulation cohérente Rake .....	150
<b>5.3 – Conception de la bande de base numérique reconfigurable pour récepteur IR-UWB .....</b>	<b>155</b>
5.3.1 – Introduction et contexte.....	155
5.3.2 – Proposition de circuit numérique de récepteur IR-UWB reconfigurable.....	156
5.3.3 – Implémentation VHDL de la bande de base numérique de réception.....	168
<b>5.4 – Résultats de mesures de la bande de base numérique proposée pour un récepteur IR-UWB reconfigurable .....</b>	<b>172</b>
5.4.1 – Description de la plateforme de mesure et des composants utilisés .....	172
5.4.2 – Mesures des performances en synchronisation .....	173
5.4.3 – Mesures des performances en démodulation .....	176
5.4.4 – Mesures de la consommation .....	177
5.4.5 – Bilan de liaison et reconfigurabilité .....	178
5.4.6 – Comparaison avec l’état de l’art des récepteurs IR-UWB reconfigurables .....	180
<b>5.5 - Conclusion.....</b>	<b>182</b>
<b>Contributions .....</b>	<b>184</b>

## 5.1 – Introduction

Le chapitre 5 est dédié au récepteur reconfigurable IR-UWB qui s’inscrit dans l’architecture système, pour les réseaux de microsystemes communicants, proposée dans le chapitre 3. La figure 5.1 rappelle cette architecture MB-IR-UWB à implémentation mixte entre 3 et 10 GHz ou à 60 GHz, avec ou sans antennes directives, et précise les travaux présentés dans le chapitre 5.

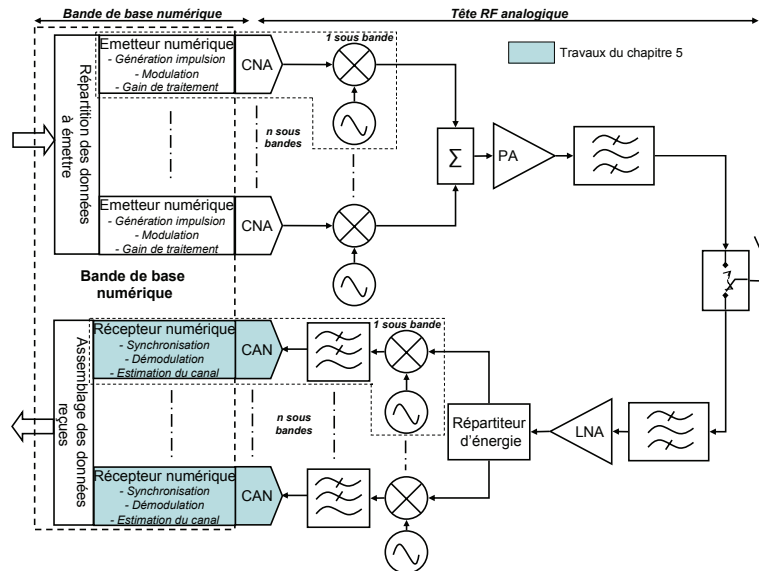


Figure 5.1 - Situation des travaux du chapitre 5, récepteur numérique, dans l’architecture d’un système MB-IR-UWB.

Notre proposition se porte plus précisément sur la bande de base numérique reconfigurable dédiée à l’acquisition des impulsions et le traitement du signal de réception (démodulation, synchronisation, estimation du canal, décision, désétalement de spectre (*despreading*)). Pour obtenir un système MB-IR-UWB complet à  $n$  sous bandes, il suffira de répéter  $n$  fois la bande de base numérique reconfigurable proposée. Comme montré dans le chapitre 2, compte tenu de nos besoins en performances et reconfigurabilités pour couvrir le plus d’applications possibles des réseaux de microsystemes communicants sans fil et des réseaux de capteurs, l’implémentation d’un récepteur cohérent est nécessaire pour profiter de sa robustesse. Notre approche a pour but de réduire la complexité d’un récepteur Rake en tenant compte des spécificités d’une implémentation numérique d’un récepteur IR-UWB. De nouvelles techniques de synchronisation et d’estimation du canal sont proposées pour obtenir un circuit numérique de récepteur IR-UWB Rake cohérent haut débit reconfigurable original. Cette solution permet d’offrir d’excellentes performances sur le débit, le taux d’erreur binaire et la récupération de l’énergie, tout en respectant les contraintes de simplicité, de coût, d’encombrement et de consommation.

Comme pour l’émetteur, le traitement du signal de réception en IR-UWB peut être fait uniquement dans le domaine temporel ce qui facilite l’implémentation de la reconfigurabilité multi propriétés par paramètres. L’approche de reconfigurabilité et son implémentation, introduites dans le chapitre 4, sont réappliquées ici pour le récepteur.

La bande de base numérique de réception proposée démodule de l’IR-UWB BPSK pour pouvoir fonctionner avec la bande de base numérique d’émission IR-UWB présentée dans le chapitre 4. La bande de base numérique contient le circuit numérique de traitement du signal, généralement un FPGA ou un ASIC, un convertisseur analogique numérique (CAN) et une interface entre ces deux éléments.

Le récepteur est plus complexe que l’émetteur en IR-UWB. En effet, il doit traiter les challenges d’IR-UWB liés à la large bande utilisée : la synchronisation, l’estimation du canal et la combinaison des multi trajets. Comme la bande occupée est grande, la résolution du récepteur est très petite. Le nombre de multi trajets à traiter est donc important. La faible durée d’impulsion, le grand intervalle de recherche, ainsi que les faibles niveaux de puissance impliquent une forte complexité sur la synchronisation. Cette dernière doit être précise et rapide pour éviter de forte dégradation du rapport signal à bruit. Compte tenu de ce différentiel de complexité, les performances du récepteur vont dimensionner l’émetteur. L’ensemble

---

émetteur récepteur proposé doit être capable de couvrir la gamme de performances introduite par l'étude du chapitre 3 et présentée dans le tableau 4.1.

Les travaux présentés ici restent sous l'hypothèse d'absence d'interférences inter symboles introduite au chapitre 3 pour respecter la contrainte de simplicité des réseaux de microsystemes communicants. Le signal traité par notre bande de base numérique reconfigurable IR-UWB de réception est celui issu du convertisseur analogique numérique (CAN) placé après l'étage de transposition (*down-conversion*). La synchronisation des porteuses utilisées dans les étages de transposition à l'émission et en réception n'est pas traitée ici. Ce chapitre s'intéresse uniquement à la synchronisation en temps du récepteur qui nécessite en IR-UWB un traitement spécifique, car l'utilisation d'une large bande et de très courtes impulsions complexifient ce mécanisme. La synchronisation des porteuses en fréquence et en phase est une problématique largement couverte [69] [187] puisque c'est un mécanisme indispensable aux systèmes de communications à bande étroite.

Ce chapitre est organisé en trois parties. La première est dédiée à la présentation des points critiques d'un récepteur Rake IR-UWB : synchronisation, estimation du canal, et combinaison des multi trajets. La complexité de ces mécanismes est directement dépendante des spécificités du canal radio UWB, caractérisé par un fort comportement multi trajets. Un état de l'art est présenté. La seconde partie présente notre proposition de bande de base numérique IR-UWB reconfigurable. Des solutions aux points bloquants sont proposées et implémentées. Enfin, avant la conclusion, la troisième partie présente les résultats de mesures démontrant les performances et les avantages du récepteur cohérent reconfigurable proposé.



## 5.2 – Points critiques d'un récepteur IR-UWB

En plus de l'implémentation numérique qui reste un point critique compte tenu de la largeur de bande à couvrir, il existe des verrous au niveau du traitement du signal pour la détection en IR-UWB. Cette partie introduit les problématiques liées aux mécanismes de synchronisation, démodulation cohérente Rake, d'estimation du canal et de combinaisons des multi trajets. L'étude proposée a pour objectif d'implémenter un circuit numérique de récepteur IR-UWB haut débit et reconfigurable.

### 5.2.1 – Synchronisation IR-UWB

#### 5.2.1.1 – Introduction et définitions

L'une des spécificités d'IR-UWB est que le canal radio associé possède de très nombreux multi-trajets. Ainsi l'impulsion reçue, comme le montre la figure 5.2, possède un long support temporel  $T_d$ .

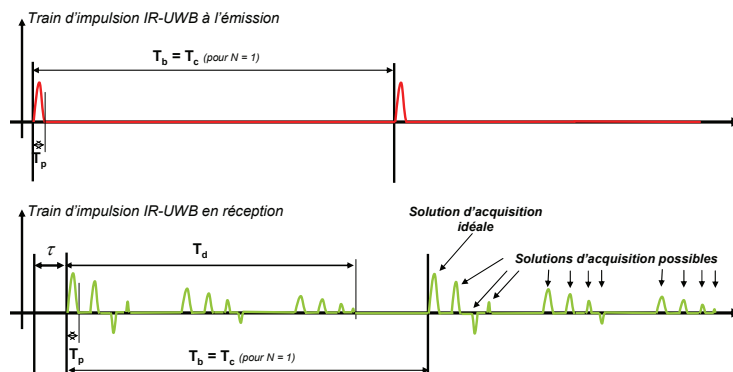


Figure 5.2 – Illustration des multi trajets en réception d'un train d'impulsion IR-UWB.

La synchronisation est atteinte quand le récepteur et l'émetteur ont la même référence temporelle et sont donc en mesure de communiquer. Pour ce faire le récepteur doit estimer  $\tau$  le temps de propagation. L'utilisation d'une séquence d'apprentissage connue par le récepteur est utilisée afin d'aligner ce dernier sur l'émetteur. Le procédé de synchronisation doit donc estimer le délai de propagation aléatoire que subit le signal reçu lors de la propagation. La synchronisation doit être atteinte à trois niveaux : au niveau de l'impulsion (où se trouve l'impulsion dans la durée du temps bit ou chip), au niveau du temps bit ou chip et au niveau de la trame (où débute la trame et les données utiles) [188]. Le processus de synchronisation peut être séparé en deux étapes : l'acquisition et la poursuite (*tracking*) [41] [42] [43]. La première étape d'acquisition, ou synchronisation dite grossière, consiste à atteindre le plus rapidement possible une synchronisation avec une précision raisonnable. L'acquisition doit trouver n'importe quels composants multi trajets le plus rapidement possible. Une fois une synchronisation atteinte (grossière puis fine), l'étape de poursuite est responsable de la compensation des dérives des horloges pour maintenir la synchronisation. L'étape d'acquisition ou synchronisation grossière doit être rapide et raisonnablement précise, alors que l'étape de poursuite doit permettre de maintenir la synchronisation sous un certain niveau de performance. Une fois la synchronisation grossière puis fine atteinte, une étape de vérification est nécessaire pour valider la proposition de synchronisation [3].

L'état de la technique essaie de résoudre les difficultés inhérentes à la synchronisation des signaux IR-UWB. A cause de la largeur de bande et des faibles puissances de transmissions, la synchronisation des signaux IR-UWB est un challenge très relevé [14] [41]. De longs préambules doivent être utilisés pour compenser ces deux problèmes afin de laisser le temps au récepteur de se synchroniser [41]. Ceci est pénalisant pour les réseaux sans fil à haut débit puisque ces longs préambules impliquent une perte sur la capacité du réseau parce que l'émetteur-récepteur ne peut pas transmettre des données utiles pendant les préambules.

---

Dans les réseaux IR-UWB, pour synchroniser le récepteur, l'émetteur utilise une trame contenant généralement un préambule, un délimiteur de trame (SFD – *Start of Frame Delimiter*) et un champ de données utiles. Le préambule permet de faire l'acquisition de la synchronisation au niveau bit (ou chip quand une impulsion est émise par bit) et au niveau impulsion. Il contient généralement un train d'impulsions non modulées. La taille du préambule est un compromis entre l'efficacité de la trame et la probabilité d'acquisition. Plus le préambule est long, plus la probabilité d'acquisition est forte, plus le rapport entre les données utiles et les données de contrôles est défavorable. À l'inverse un préambule court réduit l'overhead et diminue la probabilité d'acquisition. Le SFD est utilisé pour déterminer le début de la trame et les données utiles. Le préambule et l'acquisition de la synchronisation au niveau impulsion et bit permettent au récepteur d'être capable de comprendre le champ SFD qui contient un train d'impulsions modulées.

En IR-UWB, c'est l'acquisition au niveau impulsion qui est spécifique et qui soulève des challenges que les systèmes de communications à bande étroite n'avaient pas abordés. La synchronisation en temps niveau trame (SFD) ne consiste pas réellement en un nouvel axe de recherche pour l'IR-UWB. Les techniques à base de corrélateurs construits sur le code SFD sont suffisantes.

### 5.2.1.2 – L'acquisition en IR-UWB

L'acquisition en IR-UWB doit ainsi déterminer la position d'une très courte impulsion dans un intervalle de recherche très grand [14] [42]. En effet, à cause des multi-trajets du canal UWB, le temps bit ou chip, c'est-à-dire l'espace entre deux impulsions est très grand. Le support temporel de l'impulsion impacte directement l'espace de recherche du procédé d'acquisition. De plus en IR-UWB, les impulsions sont très courtes, une précision très fine est donc requise sur un intervalle de recherche très grand afin de récupérer le maximum d'énergie de l'impulsion reçue. Un léger décalage peut entraîner une forte dégradation du rapport signal à bruit (SNR – Signal to Noise Ratio) et donc diminuer sévèrement les performances en démodulation (BER – Bit Error Rate) et synchronisation (taux de trames détectées) [14].

L'état de l'art propose trois approches pour parcourir ce large espace de recherche [41]. L'approche série : chaque solution possible de l'espace de recherche est parcourue une après l'autre [42] [43] [189] [190] [191]. L'approche parallèle [122] [169] [174] [192] [193] [194] [195] : toutes les solutions possibles de l'espace de recherche sont évaluées en même temps. L'approche série a l'inconvénient d'être très longue puisque les solutions possibles sont évaluées séquentiellement. L'avantage est que l'implémentation matérielle est moins coûteuse en termes d'encombrement. La technique parallèle requiert des circuits plus encombrants mais offre le temps d'acquisition moyen (MAT – Mean Acquisition Time) le plus faible. La troisième solution est l'approche hybride qui permet d'atteindre un compromis MAT-taille du circuit [41] [42] [169] [194] [196] [197] [198].

Trois axes de recherches sont possibles : la réduction de l'espace de recherche, l'amélioration de la stratégie de recherche qui évalue les différentes solutions de l'espace de recherche et les critères d'évaluation permettant de considérer une solution possible comme une bonne solution à l'acquisition.

#### 5.2.1.2.a – Réduction de l'espace de recherche

La réduction de l'espace de recherche est possible dans notre cadre d'étude par la proposition d'utilisation de la bande des 60 GHz et des antennes directives. On a montré dans le chapitre 3 que ces deux choix permettent de réduire fortement l'étalement des échos et le nombre de trajets significatifs du canal. Ainsi, l'impulsion reçue a un support temporel beaucoup plus court, ce qui réduit l'espace de recherche. Moins il y a de multi trajets, moins il y a de solutions possibles pour l'acquisition. La période de répétition des impulsions joue également un rôle dimensionnant sur l'espace de recherche. Plus le débit est élevé, plus l'intervalle de recherche est court et donc moins il y a de solutions à évaluer. La solution d'acquisition peut être alors trouvée rapidement (MAT faible). La durée de l'impulsion joue un rôle également dans l'évaluation de l'espace de recherche. En effet, il est plus difficile et coûteux de se synchroniser sur une impulsion de 500 ps dans un temps chip (espace de recherche) de 200 ns (5 Mbits/s) que de se synchroniser sur une impulsion de 2 ns sur un temps chip de 8 ns (125 Mbits/s). Le rapport entre l'espace de recherche et la durée de l'impulsion influence la complexité de la synchronisation et le nombre de solutions à évaluer. La durée de l'impulsion spécifie la durée d'une cellule qui est l'unité de découpage de l'espace de recherche, c'est la précision de l'acquisition. Plus la durée de l'impulsion est faible, plus la précision doit être faible. L'espace de recherche contient  $Z$  cellules à évaluer pour déterminer celles qui

sont solutions de l'acquisition. A précision constante, le nombre de cellules  $Z$  est plus élevé pour un débit faible que pour un débit élevé.

L'espace de recherche peut être réduit en utilisant l'approche hybride d'acquisition [41]. Deux étages sont utilisés pour l'acquisition. Le premier comporte  $Q$  cellules assez large permettant une précision  $E$ . Il permet de trouver la cellule contenant une solution viable à l'acquisition. Ce premier étage se contente d'une acquisition grossière. Le deuxième étage déploie  $M$  cellules sur la cellule issue du premier étage pour trouver une solution très précise  $e$  ( $e < E$ ) à l'acquisition. En utilisant une architecture à deux étages, une acquisition avec une précision  $e$  peut être obtenue tout en réduisant le nombre de cellules par rapport aux solutions classiques à un étage. Considérons un espace de recherche que l'on souhaite couvrir avec  $Z$  cellules pour obtenir une précision  $e = Z / 33$ . Pour une approche à un étage, il est nécessaire d'utiliser  $Z = 33$  cellules, alors que pour une approche hybride à deux étages, on peut n'utiliser que 14 cellules si on considère que le premier étage découpe l'espace de recherche en  $Q = 3$  cellules avec une précision  $E = Z / 3$  et le second en  $M = 11$  cellules avec une précision  $e = E / 11 = Z / 33$ . La figure 5.3 illustre cette approche hybride à deux étages permettant de réduire l'espace de recherche et donc le nombre de cellules à parcourir. 14 cellules sont à parcourir au lieu des 33 pour l'approche à un étage tout en conservant le même niveau de précision  $e$ .

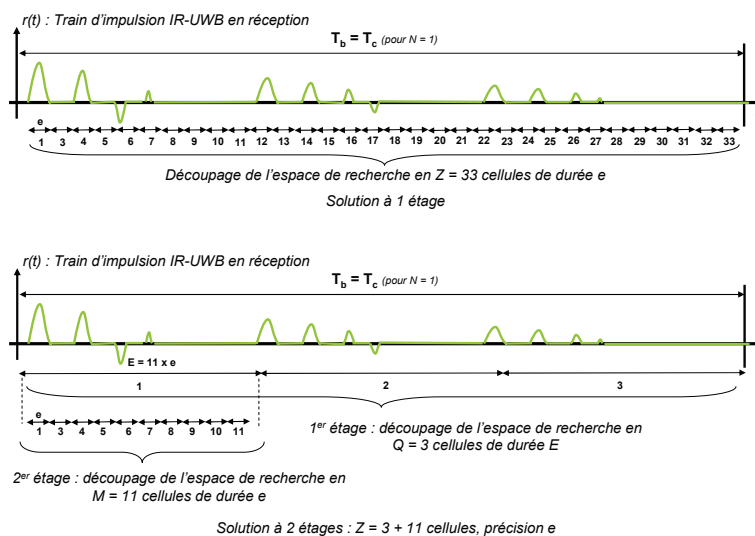


Figure 5.3 – Illustration de l'intérêt des solutions hybrides à deux étages pour réduire l'espace de recherche tout en maintenant la précision de l'acquisition.

### 5.2.1.2.b – Stratégie de recherche

La stratégie de recherche est la façon utilisée pour parcourir les différentes solutions à évaluer de l'espace de recherche. On peut les évaluer toutes en même temps (technique parallèle), une par une (technique série). Les techniques hybrides proposent une combinaison de l'approche série et de l'approche parallèle. Pour l'approche série et hybride, différentes stratégies de recherches sont possibles [42] [43] [189] [190] [191]. Elles déterminent l'ordre d'évaluation des solutions : consécutivement (ou recherche linéaire), par groupe et sous groupe, espacé de  $K$  solutions (recherche non consécutive). [199] montre que l'ordre d'évaluation des solutions impacte fortement le temps d'acquisition moyen (MAT) qui est un critère de performance. Les algorithmes de l'état de l'art sont : la recherche série linéaire, l'algorithme *bit reversal* [189], l'algorithme *look and jump by K* [43], *look and jump by  $F_{n-1}$*  [43], *truly random* [189] [197], *random permutation* [189] [197], *alternate bit reversal search* [200].

En IR-UWB la recherche linéaire n'est plus suffisamment performante à cause de la répartition des multi trajets en cluster denses. Ainsi en IR-UWB les cellules acceptables en tant que solution de synchronisation ne sont pas proches l'une de l'autre. La recherche linéaire ne permet donc pas de réduire le MAT significativement [41] [42] [189]. La stratégie de recherche linéaire possède le MAT le moins bon. Considérons que l'espace de recherche contienne  $Z$  cellules, c'est-à-dire  $Z$  solutions à tester. L'algorithme de recherche d'acquisition linéaire va tester les cellules selon l'ordre suivant : 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, ...,  $Z-2$ ,  $Z-1$ ,  $Z$ .

L'algorithme *truly random* [189] [197] choisit la prochaine cellule à tester aléatoirement dans l'espace de recherche. Elle est tirée aléatoirement parmi les  $Z$  cellules de l'espace de recherche. Cet algorithme de recherche ne tient pas compte de l'historique des cellules précédemment testées.

L'algorithme *random permutation* [189] [197] utilise les permutations aléatoires pour déterminer la prochaine cellule à évaluer. Cet algorithme atteint le MAT moyenné sur l'ensemble des permutations possibles. Si  $Z = 3$  cellules, alors les permutations possibles sont : 123, 132, 213, 231, 312, et 321. Certaines de ces permutations offrent un MAT inférieur au MAT moyen obtenu, et d'autres un MAT supérieur comme la permutation 123 qui correspond à l'algorithme de recherche linéaire. Il existe donc des permutations plus ou moins performantes que d'autres au regard du critère du MAT.

L'algorithme de recherche *look and jump by K* [43] est optimal quand la réponse impulsionnelle du canal est connue. Après chaque essai d'une cellule, l'algorithme saute de  $K$  cellules. Les cellules testées le sont donc dans l'ordre suivant : 1, 1+K, 1+2K, 1+3K, .... L'idée est d'utiliser une permutation sur  $Z$  qui a un MAT faible. Cette solution est attractive pour sa simplicité mais son implémentation n'est pas viable car elle nécessite une connaissance de la réponse impulsionnelle du canal pour obtenir le  $K$  idéal.

Deux autres versions basées sur l'algorithme de recherche *look and jump by K* [43] proposent d'utiliser le nombre d'or ou la suite de Fibonacci pour diminuer le MAT. Soit  $Z$  le nombre de cellules de l'espace de recherche. L'indice  $i$  de la prochaine cellule à évaluer est obtenue comme suit :

$$i = \text{round}\left(\left(i_{prev} + (\varphi - 1) \times Z\right) \bmod Z\right) \quad (5.1)$$

où  $i_{prev}$  est l'indice de la précédente cellule,  $\text{round}(\cdot)$  l'approximation à l'entier le plus proche et  $\varphi$  le nombre d'or. Cette version basée sur le nombre d'or fonctionne quel que soit  $Z$  et permet d'atteindre des performances en MAT proches des algorithmes *look and jump by K* utilisant une connaissance parfaite du canal. La seconde version propose, pour les espaces de recherches dont le nombre de cellules  $Z$  appartient à la suite de Fibonacci (0,0,1,1,2,3,5,8,13,21,34,55, ...), d'utiliser un algorithme *look and jump by  $F_{n-1}$* . L'écart entre deux cellules testées est égal à la valeur de l'élément précédent  $Z$  dans la suite de Fibonacci. Quand  $Z$  est égal à  $F_n$ , alors  $K$  est égal à  $F_{n-1}$  où  $F_i$  est l'élément  $i$  de la suite de Fibonacci. Cette construction donne son nom à l'algorithme de recherche *look and jump by  $F_{n-1}$* . Si  $Z = F_n = 21$  alors l'indice de la prochaine solution à étudier est  $K = F_{n-1} = 13$ :

$$i = i_{prev} + K = i_{prev} + F_{n-1} = i_{prev} + 13. \quad (5.2)$$

Le MAT atteint par cet algorithme est également proche de celui de l'algorithme idéal *look and jump by K*. Son avantage est qu'elle ne nécessite pas de connaissance a priori du canal.

L'algorithme de recherche *bit reversal* [43] [189] est une solution dont l'implémentation est viable car elle ne nécessite pas de connaissance de la réponse impulsionnelle. Il atteint le MAT le plus faible des techniques série de l'état de l'art sans connaissance du canal. Il ne fonctionne que pour un espace de recherche contenant un nombre de solutions possibles en puissance de deux :  $Z = 2^x$ , avec  $x$  un entier positif. L'algorithme du *bit reversal* consiste à inverser la position des bits dans le mot binaire indiquant la prochaine cellule à tester. Le bit de poids fort devient le bit de poids faible et inversement. Cet algorithme permet de maximiser la distance entre deux cellules successivement évaluées. Considérons  $Z = 2^3 = 8$  cellules. L'algorithme de recherche linéaire spécifie la séquence d'évaluation des cellules suivante : 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. En binaire, on obtient la séquence suivante : 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111. L'algorithme du *bit reversal* donne alors la séquence suivante : 000, 100, 010, 110, 001, 101, 011, 111 qui en décimale correspond à la séquence suivante : 0, 4, 2, 6, 1, 5, 3, et 7.

L'*alternate bit reversal* algorithme [200] est proche du *bit reversal*. La principale modification consiste à séparer l'espace de recherche en deux sous espaces et d'y appliquer l'algorithme du *bit reversal*.

[197] propose un algorithme de recherche série où le saut entre deux cellules étudiées varie en fonction de la qualité de la précédente cellule évaluer en tant que solution d'acquisition. Quand la qualité de la précédente cellule évaluée est élevée, le saut déterminant l'indice de la prochaine cellule est faible, puisque la solution d'acquisition est proche. A l'inverse si la cellule précédente est une mauvaise solution, alors la cellule suivante est choisie loin de la cellule précédente.

Ces stratégies de recherche sont déployées dans les approches d'acquisition séries et éventuellement hybrides. Une approche hybride peut également, dans un de ces étages, déployer une acquisition parallèle. L'acquisition parallèle consiste en une stratégie de recherche où toutes les cellules sont évaluées en même temps, le MAT est donc le plus faible possible et inférieur à celui des approches séries ou hybrides.

**5.2.1.2.c – Critères d’évaluation d’une solution d’acquisition**

L’évaluation d’une cellule a pour but de déterminer si la cellule étudiée est une solution satisfaisante à l’acquisition. En IR-UWB, la nature multi trajets du canal implique que plusieurs solutions sont possibles pour l’acquisition. Comme le montre la figure 5.2, il est possible que l’acquisition se fixe sur différentes répliques de l’impulsion émise. L’évaluation d’une cellule se fait via un corrélateur (multiplieur et intégrateur), un élément de décision et un bloc d’ajustement pour changer de cellule en fonction de la stratégie de recherche. Le bloc de décision est en charge en fonction de la sortie du corrélateur de déterminer si la cellule étudiée est acceptable en tant que solution à l’acquisition. La figure 5.4 présente l’architecture permettant d’évaluer une cellule.

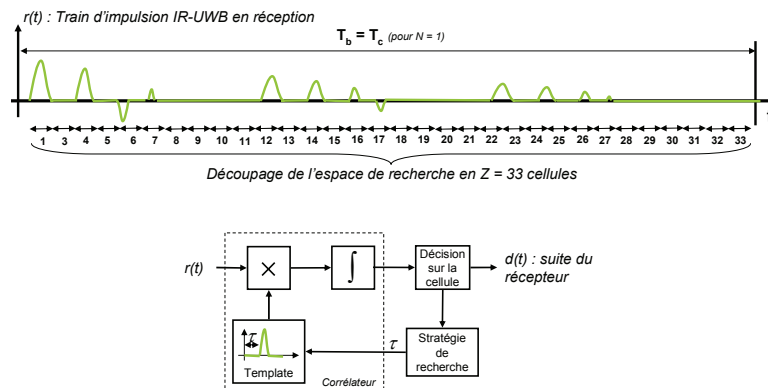


Figure 5.4 – Illustration du découpage de l’espace de recherche en Z cellules et de l’architecture nécessaire à l’évaluation d’une cellule : un corrélateur.

L’évaluation d’une cellule se fait par un doigt d’un récepteur Rake (un corrélateur). Trois critères sont utilisés en fonction de la sortie du corrélateur : *threshold crossing* (TC), *maximum criterion* (MAX), ou une combinaison des deux MAX/TC [41] [42] [201]. Le critère MAX choisit la cellule  $j$  comme solution si le niveau d’énergie associé en sortie du corrélateur est supérieur à celui de l’ensemble des autres cellules  $i$  pour  $i$  compris entre 1 et Z. Avec ce critère une seule solution est possible, celle maximisant l’énergie disponible sur l’ensemble de l’espace de recherche. Le critère TC sélectionne la première cellule dont le niveau d’énergie en sortie du corrélateur est supérieur à un seuil. Tant que ce n’est pas le cas, le récepteur continue à parcourir les cellules de l’espace de recherche selon la stratégie de recherche. Le critère MAX/TC propose un découpage de l’espace de recherche en secteur. Sur un secteur la cellule choisie est celle qui respecte le critère MAX, si ce niveau est supérieur au seuil TC alors c’est une solution d’acquisition, sinon on change de secteur. Cette technique MAX/TC s’applique particulièrement aux approches hybrides d’acquisition. Le critère MAX est généralement utilisé pour les approches parallèles, alors que pour les approches séries, les trois critères peuvent être utilisés. Le choix du critère impacte le MAT.

Selon le critère choisi, plusieurs cellules peuvent être des solutions viables à cause des multi trajets du canal UWB. L’acquisition peut même se caler sur des répliques issues de trajets non directs (NLOS) tout en permettant au récepteur de démoduler correctement aussi longtemps que ce trajet NLOS permet de collecter suffisamment d’énergie. La notion de *hit set* est utilisée pour définir l’ensemble des multi trajets, ou cellules, pouvant être considérés comme solution de l’acquisition [41] [202]. Des critères de SNR, ou BER sont utilisés pour définir les multi trajets contenus dans le *hit set*. En IR-UWB, l’utilisation d’un *hit set*, et donc le fait de considérer un ensemble de solutions acceptables à l’acquisition permettant d’atteindre un niveau de performances, améliore la probabilité d’obtenir une acquisition satisfaisante [41].

**5.2.1.2.d – Conclusion sur l’acquisition en IR-UWB**

L’acquisition en IR-UWB est donc un challenge compte tenu des spécificités du canal radio UWB et des impulsions émises de très courte durée. Trois approches sont utilisées pour couvrir l’important espace de recherche. L’approche série est représentée sur la figure 5.5, l’approche parallèle sur la figure 5.6 et l’approche hybride sur la figure 5.7.

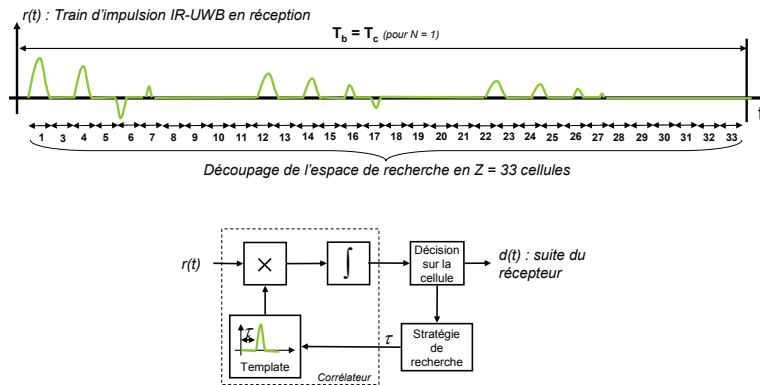


Figure 5.5 – Illustration de l'approche série. Un corrélateur est utilisé pour évaluer une à une l'ensemble des cellules de l'espace de recherche afin de trouver une cellule contenant un multi trajet solution à l'acquisition.

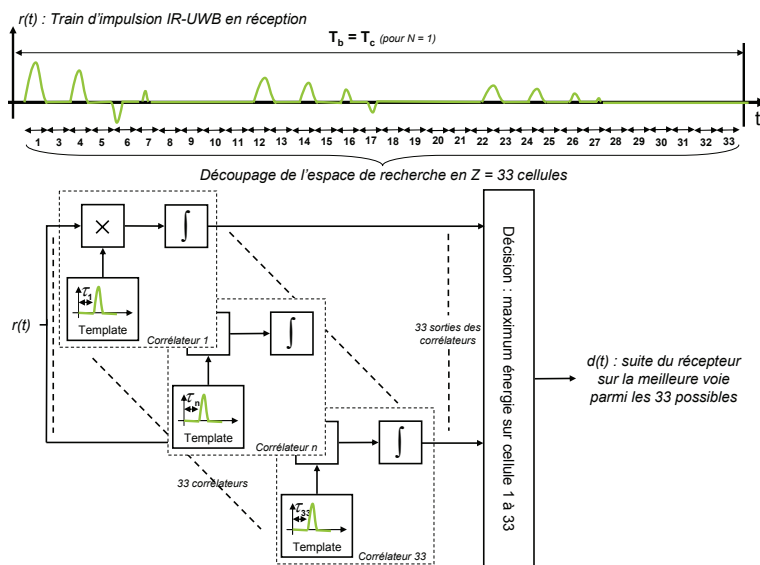


Figure 5.6 – Illustration de l'approche parallèle. Un corrélateur est utilisé pour évaluer chaque cellule de l'espace de recherche afin de trouver une cellule contenant un multi trajet solution à l'acquisition. Il y a autant de corrélateur que de cellule.

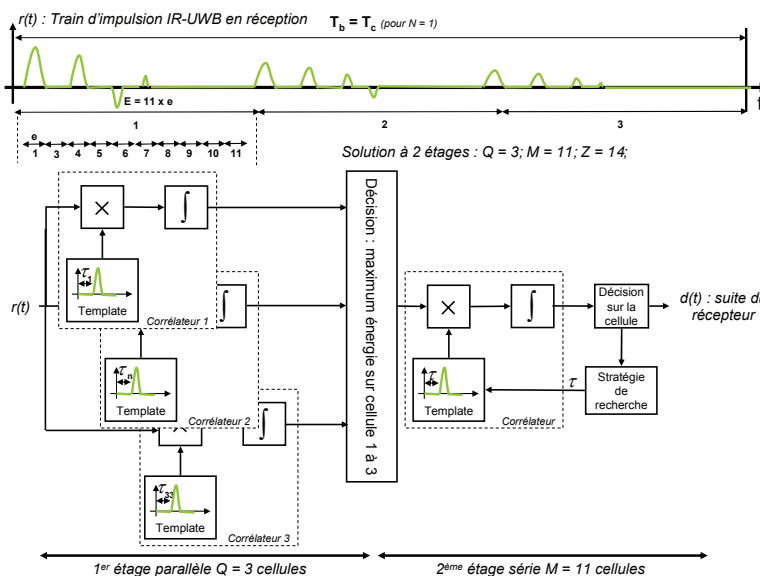


Figure 5.7 – Illustration de l'approche hybride. Deux étages sont utilisés pour tester les cellules de l'espace de recherche. Dans cet exemple, le premier étage est parallèle, le second série.

L'approche parallèle utilise le critère MAX, alors que les approches série et hybride peuvent utiliser les trois critères MAX, TC ou MAX/TC.

Pour évaluer une technique d'acquisition en IR-UWB, les critères suivants sont utilisés : le coût du préambule et du SFD dans la trame, le MAT, la précision de synchronisation, la taille, la consommation, la complexité, la fréquence de fonctionnement du circuit associé, et le taux de trames détectées en fonction du SNR. Le BER est impacté également par la qualité de la synchronisation [203].

## 5.2.2 – Démodulation cohérente Rake

Une fois la synchronisation atteinte, le récepteur doit démoduler le signal reçu pour obtenir les données binaires utiles. Pour ce faire, comme présenté dans le chapitre 2, le récepteur Rake est la solution la plus performante sur le critère du BER en fonction du SNR [69]. En effet, le Rake propose de combiner l'énergie des différents multi trajets pour améliorer la robustesse de la communication. Le Rake profite de la diversité amenée par les multi trajets. Le S-Rake et le P-Rake ont une implémentation viable car ils utilisent un nombre limité de doigts  $L_r$ . Le S-Rake est plus performant que le P-Rake car il utilise les  $L_b$  meilleurs trajets parmi les  $L_r$  qu'il discerne. Un Rake contient, en plus de la synchronisation, trois fonctions essentielles : l'estimation du canal, la combinaison des multi trajets et la fonction de décision binaire.

### 5.2.2.1 – Estimation du canal

L'estimation du canal en IR-UWB est un mécanisme complexe [204]. L'estimation du canal est nécessaire pour évaluer l'amplitude et le retard de chaque multi trajet du canal. Plus l'estimation du canal est performante, plus le récepteur est performant et peut atteindre un BER faible. Dans le cas d'un S-Rake, l'estimation du canal doit déterminer, parmi les  $L_r$  multi trajets discernables, les  $L_b$  meilleurs.  $L_r$  dépend de la résolution du récepteur (bande occupée), ainsi que de la durée de l'étalement des échos et de la durée d'un bit. La résolution du récepteur  $\epsilon_{rec}$  est inversement proportionnelle à la bande occupée. En IR-UWB, la résolution est donc très fine. Un grand nombre de multi trajets peut être perçu par le récepteur. Le support temporel de l'impulsion reçue est assez long,  $L_r$  est donc très élevé comme le montre la figure 5.8.

L'estimation du canal d'un récepteur S-Rake doit déterminer les  $L_b$  meilleurs trajets parmi les  $L_r$  trajets ; pour ce faire, il existe plusieurs solutions. [205] propose une implémentation numérique de l'estimation du canal IR-UWB. La sélection des trajets les plus forts se fait en utilisant un seuil. L'amplitude de chacun des  $L_r$  trajets est comparée, en valeur absolue, avec ce seuil.  $L_b$  varie alors en fonction de la valeur du seuil. [206] et [207] proposent de choisir, soit les  $L_b$  plus forts en puissance, soit les  $L_b$  premiers. [208] introduit une sélection basée sur la technique *minimum mean-square error*. [206] [209] [210] proposent de sélectionner les  $L_b$  trajets avec le rapport signal à bruit le plus fort, ou avec le niveau signal plus bruit le plus élevé.

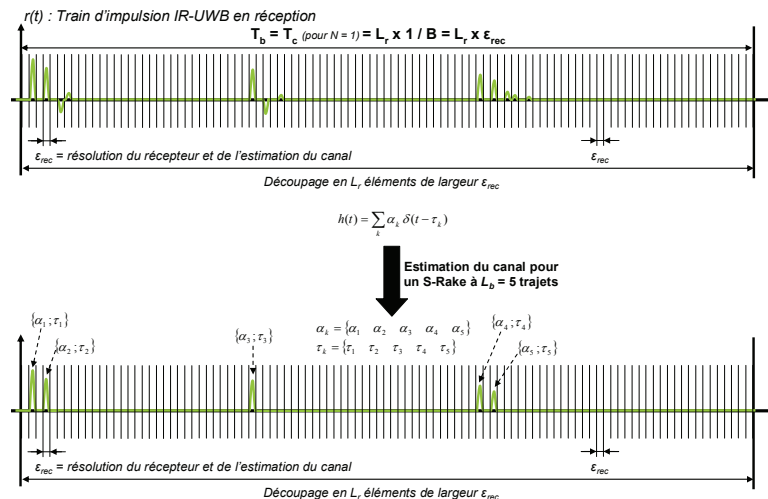


Figure 5.8 – Illustration du besoin de l'estimation du canal pour un S-Rake à  $L_b = 5$  doigts parmi les  $L_r$  trajets discernés.

Il existe d'autres solutions d'estimation du canal [204] [211]. Les techniques basés sur les approches *maximum likelihood* [212] [213], *linear minimum mean-squared error* [214], et *least square* [204] sont également utilisées. [215] propose une technique spécifique à l'UWB profitant de l'arrivée en cluster des multi trajets.

Un grand nombre de techniques d'estimation du canal IR-UWB utilise un préambule dans la trame émise pour estimer le canal [216]. L'utilisation d'un préambule réduit la complexité de l'estimation du canal [214]. Plus le nombre de symboles dans le préambule est élevé, plus l'estimation du canal sera performante [204]. L'augmentation du nombre de symboles dans le préambule a cependant un coût, puisqu'elle impacte le rapport entre symboles utiles (données) et symboles de contrôle (préambule, SFD). Afin de ne pas dégrader la capacité de l'interface de communication en débit utile, des préambules de faible longueur sont requis. Un compromis est à définir par le concepteur entre précision de l'estimation du canal et le coût engendré sur la capacité en débit utile.

Les performances de la technique d'estimation du canal sont liées aux performances de la technique de synchronisation utilisée en amont [216].

### 5.2.2.2 – Combinaison des multi trajets

L'estimation du canal et la technique de combinaison sont liées. Les informations obtenues par l'estimation du canal sur chaque multi trajets (nombre, retard, amplitude, phase) peuvent être utilisées dans la technique de combinaison. L'objectif de la combinaison des multi trajets est de profiter de la diversité apportée par les multi trajets pour augmenter le rapport signal à bruit avant la décision. La figure 5.9 illustre la fonction de combinaison et sa connexion avec l'estimation du canal dans un récepteur Rake.

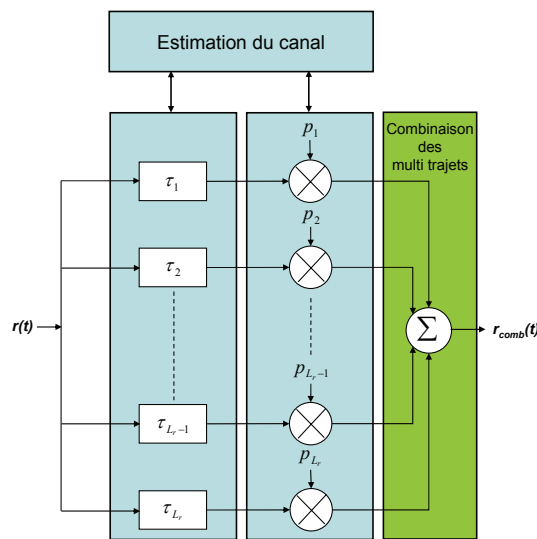


Figure 5.9 – Illustration de l'interconnexion de l'estimation du canal avec la fonction de combinaison des multi trajets pour un récepteur Rake à \$L\_r\$ doigts.

L'état de l'art recense plusieurs techniques de combinaisons : EGC, MRC, SC, AC et PE (respectivement Equal Gain Combining, Maximum Ratio Combining, Selection Combining, Absolute Combining, Power Estimation) [38] [69] [209] [217] [218]. La sortie de l'étape de combinaison des multi trajets se décrit, de façon générale, comme suit :

$$r_{comb} = \sum_{i=1}^{L_r} \alpha_i p_i, \quad (5.3)$$

où \$\alpha\_i\$ est l'amplitude du multi trajet \$i\$ capturé par le doigt \$i\$, \$p\_i\$ le poids utilisé pour combiner le multi trajet \$i\$ et \$L\_r\$ le nombre de doigts du récepteur Rake.

La technique optimale, au regard du critère BER en fonction du SNR, est la technique MRC (*Maximum Ratio Combining*) [38] [69] [218]. Dans le cas d'un scénario mono utilisateur et d'un récepteur A-Rake,



elle permet d'atteindre des performances équivalentes à celles d'un canal Gaussien [38] [69]. Pour un S-Rake à  $L_r$  doigts, la combinaison des  $L_b$  meilleurs multi trajets, numérotés par  $i$  de 1 à  $L_b$  avec les  $L_b$  amplitudes les plus élevées  $\alpha_{bi}$ , se fait en pondérant par un poids  $p_i$  proportionnel à l'amplitude du trajet  $\alpha_{bi}$ . Il s'agit alors de la technique PE (*Power Estimation*) [38] :

$$r_{comb\_SRake\_PE} = \sum_{i=1}^{L_b} \alpha_{bi} p_i. \quad (5.4)$$

La figure 5.10 illustre le schéma de fonctionnement d'un S-Rake qui traite les  $L_b$  meilleurs trajets de ses  $L_r$  doigts.

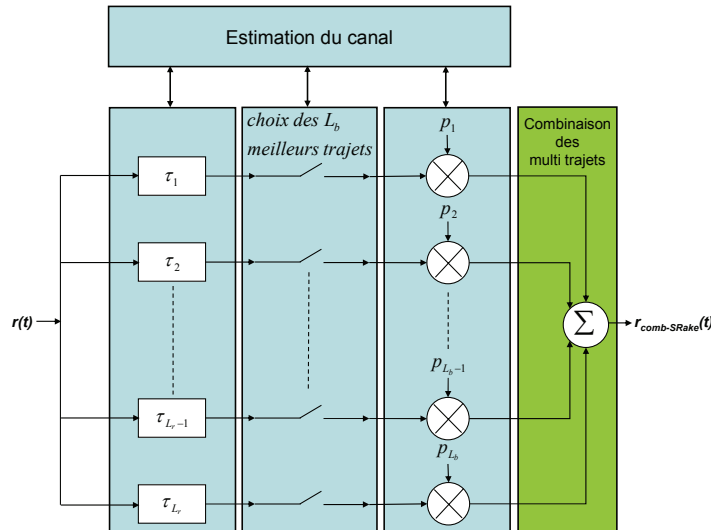


Figure 5.10 – Illustration d'un S-Rake qui sélectionne les  $L_b$  meilleurs trajets avant de les combiner.

La technique MRC idéale prend en compte également la phase des multi trajets dans la combinaison [69]. Pour la technique EGC (*Equal Gain Combining*), les  $L_b$  trajets sont pondérés par un poids  $p_i$  constant quel que soit  $i$ , l'information de phase est également utilisée [69] [217]. Quand la connaissance du canal est uniquement en puissance, la technique AC (*Absolute Combining*) combine avec un poids  $p_i$  égal à  $p$  quel que soit  $i$  l'ensemble des  $L_b$  trajets sélectionnés par le S-Rake [38] :

$$r_{comb\_SRake\_AC} = \sum_{i=1}^{L_b} \alpha_{bi} p. \quad (5.5)$$

La technique SC (*Selection Combining*) choisit parmi les  $L_r$  doigts du récepteur Rake celui correspondant au trajet le plus fort d'amplitude  $\alpha_B$ . L'énergie d'un seul doigt est utilisée.  $L_b$  est donc égale à un [217]. Le signal en sortie d'un combineur SC se décrit alors comme suit :

$$r_{comb-SC} = \alpha_B, \quad (5.6)$$

où  $\alpha_B$  est l'amplitude du meilleur trajet.

Ces techniques de combinaisons requièrent différents besoins au niveau de l'estimation du canal. L'utilisation d'un S-Rake implique le besoin d'être capable de comparer en amplitude les  $L_r$  trajets discernés et d'en extraire les  $L_b$  meilleurs en puissance, leur retard doit également être connu. Ces techniques de combinaisons peuvent nécessiter une estimation du canal en phase, amplitude et retard de chacun des  $L_r$  multi trajets. La technique SC réduit drastiquement la complexité de l'estimation du canal et de la combinaison des multi trajets.

Sur le critère du BER en fonction du SNR, les techniques de combinaison des multi trajets se classent, de la plus performante à la moins performante, comme suit, pour un récepteur S-Rake : MRC puis EGC pour les techniques de combinaisons prenant en compte la phase des multi trajets, et PE, puis AC et SC pour les techniques de combinaison uniquement en amplitude [38] [69] [217] [218]. Le nombre de doigts  $L_r$

et le nombre de doigts utilisés  $L_b$ , ainsi que bande utilisée jouent sur le niveau de diversité obtenu et donc sur le SNR obtenu [217] [209]. Les performances en démodulation (BER versus SNR) dépendent donc de  $L_r$ ,  $L_b$  et de la résolution du récepteur.

On notera que l'ensemble des approches proposé dans l'état de l'art utilise une combinaison en puissance des multi trajets. Dans la suite du chapitre, notre proposition de récepteur se différencie par une combinaison originale à plus haut niveau : au niveau bit.

Les techniques présentées jusqu'à maintenant combinent les multi trajets au sein d'une même impulsion reçue. Elles fonctionnent très bien dans le cas de scénario mono utilisateur. Pour des scénarios multi utilisateurs, d'autres approches doivent être considérées [219]. [220] propose un récepteur BR (*Blinking Receiver*) qui tient compte des interférences multi utilisateurs engendrant des collisions d'impulsions lorsqu'il combine les multi trajets de plusieurs impulsions reçues. Le récepteur BR combine suivant la technique EGC les multi trajets non affectés par les collisions, et associe un poids égal à zéro aux multi trajets affectés par des collisions d'impulsions. [219] et [221] montrent que dans le cas de scénarios multi utilisateurs la technique optimale de combinaison est la combinaison MMSE (*Minimum Mean Square Error*). Les poids optimaux  $p_{opt\_i}$  de chaque doigt  $i$  du récepteur Rake, pour combiner les multi trajets, sont obtenus en minimisant la moyenne de l'erreur au carré suivante [222], entre le bit transmis estimé  $\hat{d}$  (+/- 1 pour une modulation BPSK) et le signal en sortie du corrélateur  $y_i$  du doigt  $i$  multiplié par  $p_{opt\_i}$  :

$$\min MSE(p_{opt\_i}) = E \left[ \left[ \hat{d} - (p_{opt\_i} \times y_i) \right]^2 \right]. \quad (5.7)$$

La technique de combinaison MMSE permet de maximiser le rapport signal à interférence (SIR – *Signal to Interference Ratio*). Elle est cependant trop complexe pour être implémentée. Il nécessite une connaissance de tous les utilisateurs, d'une inversion de matrice et d'une connaissance des collisions d'impulsions. Elle est donc principalement utilisée comme référence à titre de comparaison pour des solutions sous-optimales dont l'implémentation est viable. [223] traite également de cette solution optimale MMSE combinant les multi trajets de l'impulsion reçue ainsi que ceux des impulsions suivantes. La combinaison se fait donc sur plusieurs impulsions. Cette technique permet de combattre à la fois les interférences dues à en environnement multi utilisateurs, les interférences bande étroite, ainsi que les interférences inter impulsions provenant d'un même émetteur [94] [223]. Une réduction de la complexité peut être faite en se basant sur une combinaison à deux étages [94].

Ces solutions basées sur la technique MMSE devaient être présentées, dans ce manuscrit, pour montrer l'existence de solutions de combinaison optimales dans le cas de scénario multi utilisateurs haut débit, où l'étalement des échos d'un canal radio UWB 3-10 GHz implique des collisions entre utilisateurs et des interférences inter symboles. Cependant dans notre contexte de réseaux de microsystemes communicants, la contrainte de simplicité nous a menés, dans le chapitre 3, à envisager une architecture IR-UWB basée sur des antennes directives à 60 GHz afin de réduire la durée de l'étalement des échos à moins d'une nanoseconde. Ce choix offre un débit très élevé, à faible coût au niveau traitement du signal, et permet également de réduire fortement la probabilité de collision d'impulsions entre différents utilisateurs, ainsi que les interférences inter symboles [25] [225]. Ainsi, le récepteur s'affranchit du besoin de l'utilisation de la technique MMSE aussi bien pour l'égalisation que pour la combinaison des multi trajets. La complexité du récepteur s'en trouve fortement réduite et les techniques MRC, EGC, AC, PE, SC présentées précédemment peuvent donc être déployées. L'utilisation d'antennes directives réduit le support temporel de l'impulsion et permet également de focaliser la transmission dans une direction précise. Les interférences entre différents utilisateurs sont alors très fortement réduites par un multiplexage dans l'espace. Plusieurs communications à très haut débit peuvent cohabiter en même temps sans interférer mutuellement.

### 5.2.2.3 – Décision binaire

Dans la plupart des récepteurs, la technique de décision binaire se fait par une comparaison avec un seuil afin de réduire l'encombrement du récepteur [69] [174] [192] [225] [226]. Si l'énergie combinée par le récepteur est supérieure à ce seuil alors le bit estimé est un un logique, sinon c'est un zéro logique. Cette

technique peut nécessiter un ajustement du seuil au cours du temps, en fonction de l'évolution du canal et de la puissance du signal reçu. Cette opération s'avère relativement complexe.

Le récepteur optimal utilise un comparateur entre la sortie des deux corrélateurs associés aux formes d'impulsion d'un un et d'un zéro logique [69]. L'encombrement est plus important mais les performances sont optimales et la complexité est plus faible que pour la solution de décision par seuil. Dans la suite du chapitre, la dénomination décision double voie est utilisée pour ce type de récepteur.

Les figures 5.11 et 5.12 illustrent ces deux techniques de décision permettant d'estimer le bit reçu. Dans le cas d'une modulation BPSK un comparateur avec un seuil à zéro peut être utilisé et assurera une décision performante et à faible complexité.

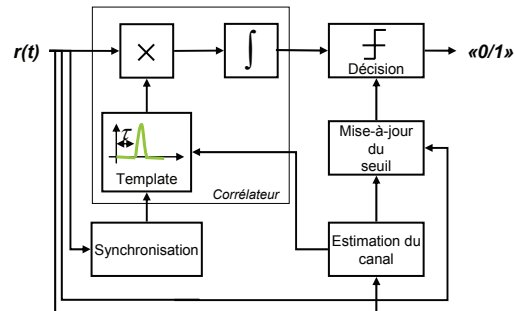


Figure 5.11 – Décision par seuil.

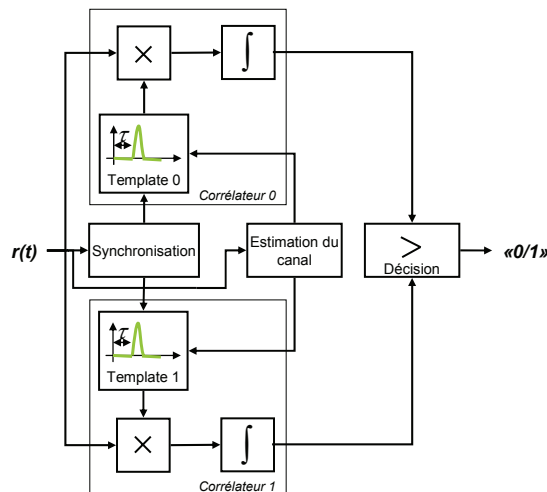


Figure 5.12 – Décision par comparaison entre la sortie de deux corrélateurs.

## 5.3 – Conception de la bande de base numérique reconfigurable pour récepteur IR-UWB

### 5.3.1 – Introduction et contexte

En reprenant les principes de conceptions présentés et utilisés dans le chapitre 4 pour l'émetteur IR-UWB BPSK reconfigurable, nous proposons une architecture de circuit numérique de récepteur IR-UWB reconfigurable. La reconfigurabilité par paramètres est réutilisée ainsi que la description en VHDL du circuit de traitement du signal uniquement dans le domaine temporel. Le récepteur proposé doit fonctionner avec l'émetteur proposé au chapitre 4. Il doit donc démoduler un train d'impulsions IR-UWB BPSK transmis sur un canal avec des multi trajets. Un récepteur IR-UWB BPSK Rake reconfigurable est proposé.

Comme pour l'émetteur et selon l'étude sur les architectures du chapitre 3, le récepteur est conçu selon une implémentation mixte où un convertisseur analogique numérique très rapide à entrelacement temporel (CAN) est utilisé pour numériser les impulsions reçues. Un circuit numérique peut être alors utilisé pour la démodulation, l'estimation du canal, la combinaison des multi trajets, la synchronisation et la gestion de la reconfigurabilité. La figure 5.13 présente le récepteur dans son intégralité pour une implémentation mixte avec une seule sous bande et met en avant la partie ciblée par notre proposition : la bande de base numérique. La figure 5.14 illustre un exemple de train d'impulsions BPSK reçu après l'étage de *down-conversion*. A titre de comparaison, le signal émis est également représenté, pour évaluer l'impact du canal, des antennes et des deux têtes RF analogiques sur le signal.

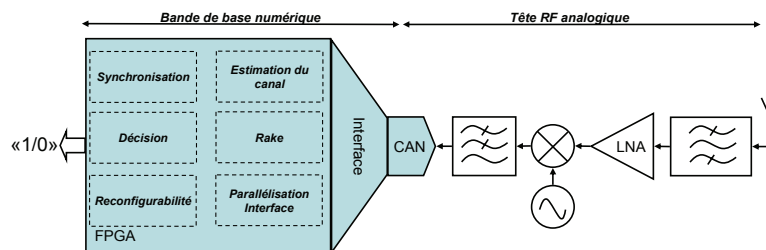


Figure 5.13 – Illustration de la bande de base numérique et de ses fonctions principales dans l'ensemble d'un récepteur IR-UWB mono bande à implémentation mixte.

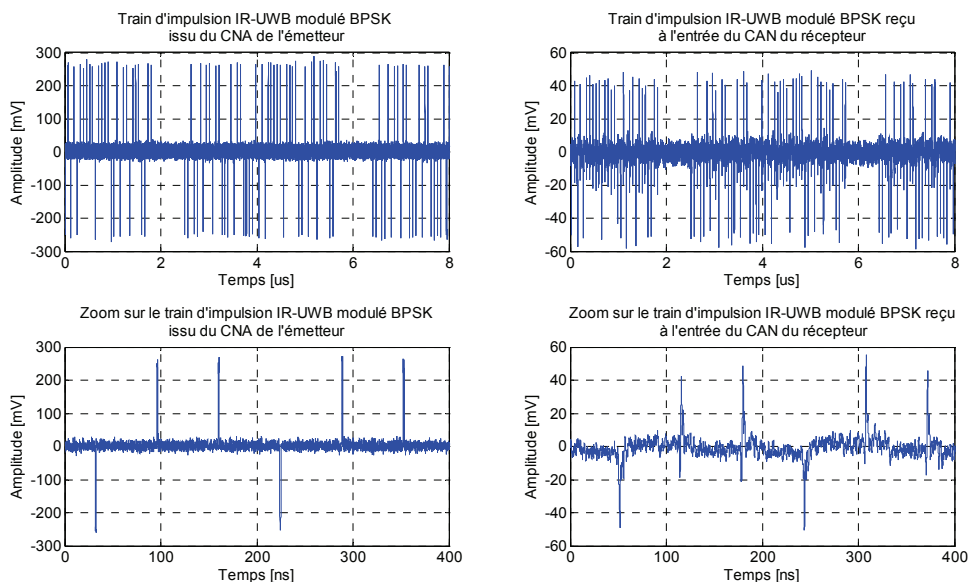


Figure 5.14 – Illustration du signal IR-UWB BPSK reçu et disponible à l'entrée du CAN.

L'implémentation du récepteur proposé se fait via une description VHDL ainsi que l'utilisation d'un CAN 8 bits à 2 GSps à entrelacement temporel 1 : 4 DDR (*Double Data Rate*) de National Semiconductor et un FPGA Virtex4 de Xilinx. Les trois éléments de la bande de base numérique : circuit numérique, interface et convertisseur analogique numérique, sont présentés, comme le montre la figure 5.15.

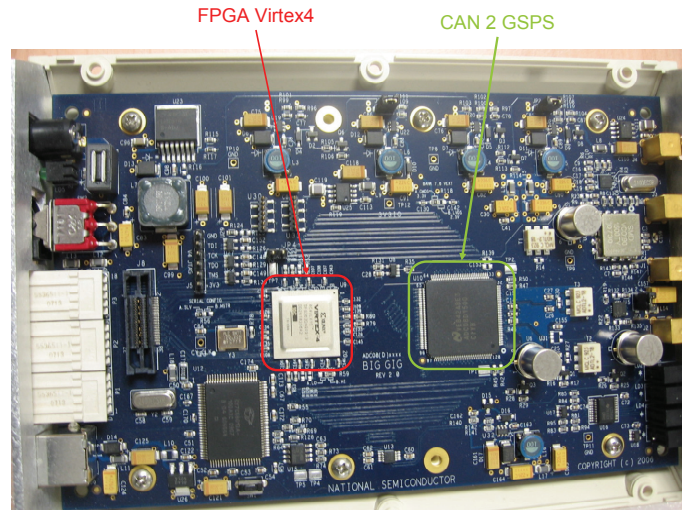


Figure 5.15 – Support pour l'implémentation de la bande de base numérique IR-UWB proposé sur un FPGA et un CAN.

L'interface entre le CAN et le FPGA se fait via un entrelacement temporel du signal analogique échantillonné sur 4 vecteurs de 8 bits mis à jour sur des fronts montants et descendants (DDR). La figure 5.16 décrit le signal analogique après l'étage de transposition (*down-conversion*) et les signaux numériques disponibles à l'entrée du FPGA. Quatre bus de 8 bits opérant à 500 MHz sont présentés à l'entrée du FPGA.

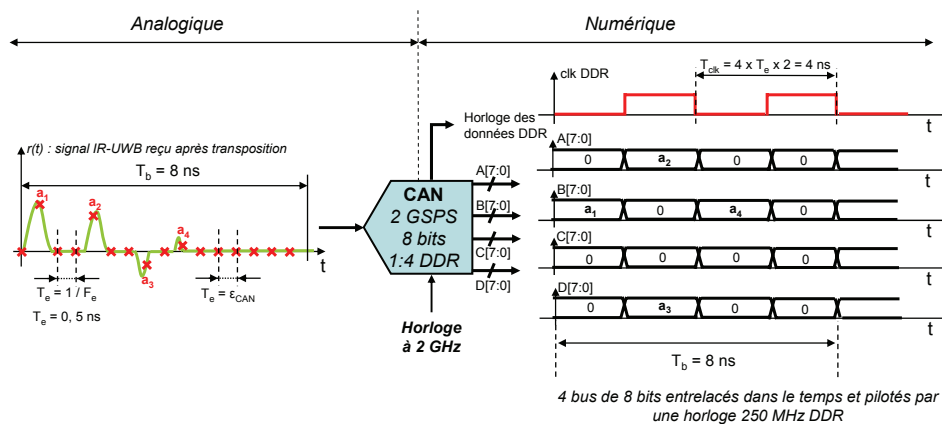


Figure 5.16 – Illustration du fonctionnement du CAN à entrelacement temporel utilisé et son impact sur le format et la vitesse des signaux en entrée du circuit numérique de réception (FPGA).

La proposition de circuit numérique a pour fil conducteur la simplicité d'implémentation. Les choix au niveau de l'estimation du canal, de la combinaison des multi trajets, de la synchronisation et de la décision binaire sont faits dans l'optique de conserver une implémentation simple à faible coût. Pour ce faire une implémentation originale est proposée.

## 5.3.2 – Proposition de circuit numérique de récepteur IR-UWB reconfigurable

### 5.3.2.1 – Principe de fonctionnement du récepteur

Le circuit numérique décrit dans cette partie est en charge d'estimer le canal, d'obtenir la synchronisation en temps (acquisition), de combiner les multi trajets (démodulateur Rake), d'estimer le bit reçu (décision binaire) et de gérer la reconfigurabilité. En plus de ces fonctionnalités propres au traitement du signal du récepteur, il est également en charge d'adapter le flux de données, provenant du CAN, aux capacités de traitement du circuit numérique utilisé. C'est la fonction de parallélisation, ou interface, qui détermine l'entrelacement temporel nécessaire pour obtenir un débit de données issues du CAN, compatible avec les capacités du FPGA (chemin critique et vitesse de fonctionnement). Comme l'émetteur, le récepteur est construit sur une architecture parallèle afin de pouvoir traiter des impulsions IR-UWB à bande large.

Le récepteur proposé est un récepteur Rake cohérent BPSK avec gain de traitement reconfigurable réutilisant le format de trame sans préambule de l'émetteur décrit dans la figure 5.17. Ce format de trame constitue une approche originale puisque dans l'état de l'art les techniques de synchronisation au niveau impulsion et bit nécessitent un préambule avant le SFD dans la trame [174] [193] [194]. Le récepteur proposé est capable de se synchroniser au niveau bit, impulsion et trame, uniquement à l'aide du SFD.

Il couvre la gamme de reconfigurabilités offerte par l'émetteur associé. Il est donc capable d'ajuster la durée de l'impulsion, la durée d'un chip, le nombre de chips par bit (ou impulsion par bit : gain de traitement), le débit, la bande occupée, la portée radio, la précision de synchronisation et d'estimation du canal, le taux de trames détectées, le BER, la consommation et le rapport cyclique. Avant de détailler chaque bloc fonctionnel du récepteur, l'architecture du récepteur est décrite par la figure 5.18.

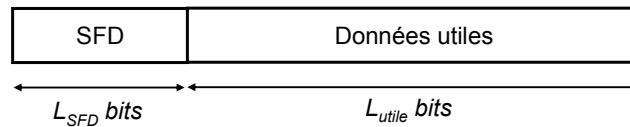


Figure 5.17 – Format de la trame à réceptionner.

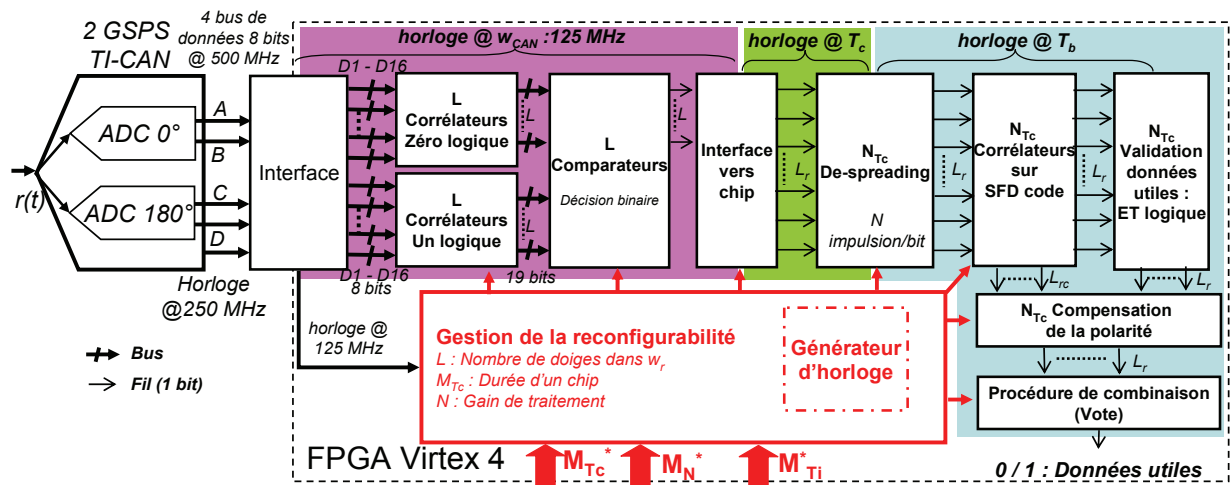


Figure 5.18 – Schéma de principe du circuit numérique de réception Rake IR-UWB BPSK reconfigurable.

Le récepteur proposé utilise une architecture entièrement parallélisée reposant sur un découpage du signal reçu en cellules ou doigts. Chacune de ces portions de temps subit le même traitement qui consiste à évaluer l'énergie présente via des corrélateurs, puis la comparer pour effectuer la décision binaire très tôt dans le récepteur, puis effectuer le désétalement de spectre sur les flux de bits reçus, puis chercher la synchronisation niveau trame (SFD) et enfin combiner, comme dans un S-Rake, les portions de signal synchronisées et offrant un niveau de performance suffisant (BER). Le récepteur proposé repose sur une technique d'acquisition directement au niveau trame, sur l'utilisation d'un étage de décision très tôt dans la chaîne de réception, et sur une démodulation S-Rake des trajets synchronisés via une procédure de vote combinant ces trajets synchronisés au niveau bit. L'architecture proposée est entièrement reconfigurable.

### 5.3.2.2 – Interface

Le premier bloc du récepteur est dédié à l'interface entre le CAN à 2 Géc/s et le FPGA. A partir des 4 bus de 8 bits à 500 MHz, l'utilisation d'entrées IDDR de Xilinx permet d'obtenir 8 bus de 8 bits à 250 MHz. De façon à réduire encore la fréquence de fonctionnement requise, une parallélisation supplémentaire est implémentée. La taille occupée augmente alors, puisque 16 bus de 8 bits à 125 MHz sont alors disponibles pour le traitement du signal dans le FPGA. Sur la figure 5.18, ces bus à 125 MHz sont représentés par la dénomination D1 à D16. En reprenant la formalisation mathématique proposée dans le chapitre 4 pour l'émetteur, les résolutions temporelles du récepteur, définies par le bloc interface, sont :

$$\varepsilon_{CAN} = \frac{1}{F_e} = \frac{1}{2.10^9} = 0,5 ns, \quad (5.8)$$

$$w_{CAN} = v \times \varepsilon_{CAN} = 16 \times 0,5.10^{-9} = 8 ns, \quad (5.9)$$

où  $v$  est le nombre de voies entrelacées temporellement, ici 16 voies, où  $\varepsilon_{CAN}$  et  $w_{CAN}$  sont les résolutions temporelles du récepteur, et où  $F_e$  est la fréquence d'échantillonnage du CAN, ici  $F_e$  est à 2 Géc/s.

Comme pour l'émetteur, le traitement du signal dans le domaine temporel permet de définir la durée d'un chip et d'un bit à l'aide des paramètres reconfigurables noté  $M_x^*$  :

$$T_c = M_{T_c}^* \times w_{CAN}, \quad (5.10)$$

$$T_b = M_N^* \times T_c = M_N^* \times M_{T_c}^* \times w_{CAN}, \quad (5.11)$$

où  $M_{T_c}^*$  est le paramètre reconfigurable associé à la durée d'un chip et  $M_N^*$  celui associé au gain de traitement.

Les seize bus de données issus du CAN utilisent une représentation signée par complément à deux.

### 5.3.2.3 – Les corrélateurs reconfigurables

Il s'agit du premier bloc dédié au traitement du signal. C'est l'élément le plus important du récepteur. Deux banques de  $L$  corrélateurs reconfigurables sont utilisées pour implémenter un Rake à  $L_r$  doigts à décision double voies par comparateur.  $L$  et  $L_r$  sont reconfigurables, le récepteur peut les faire évoluer au cours du temps pour modifier ses performances en démodulation (BER) et synchronisation. Les corrélateurs sont utilisés à la fois pour le processus d'acquisition, et de démodulation Rake. Une banque de corrélateur est associée à un template d'impulsion émise correspondant à un un logique modulé BPSK, la seconde est associée à un zéro logique. Les  $L$  corrélateurs d'une banque doivent couvrir la durée de la fenêtre temporelle  $w_{CAN}$  avec une précision  $T_i$ , correspondant au temps d'intégration :

$$T_i = \frac{w_{CAN}}{L} = \frac{v \times \varepsilon_{CAN}}{L}. \quad (5.12)$$

$L$  et  $v$  sont des entiers positifs. Le nombre de voies entrelacées temporellement  $v$  est constant puisqu'il dépend du CAN utilisé.  $L$  se reconfigure entre 2 et  $v$ , pour pouvoir assurer un fonctionnement quelle que soit la durée reconfigurable d'un chip  $T_c$ . En effet, si  $M_{T_c}^*$  est égale à un, alors la durée d'un chip est égale à la fenêtre temporelle  $w_{CAN}$ , il est alors nécessaire d'avoir un nombre de doigts supérieur ou égal à deux afin que la synchronisation puisse se faire. Le processus de synchronisation choisira entre les deux doigts celui qui récupère le plus d'énergie en sortie de son corrélateur. Le découpage de la fenêtre résolution  $w_{CAN}$  en intervalles de durée  $T_i$  (ou cellule) est utilisé à la fois pour la synchronisation et pour la démodulation Rake. Comme  $L$  est reconfigurable,  $T_i$ , la durée d'un intervalle, est également reconfigurable. Dans notre cas,  $v = 16$ ,  $L$  se reconfigure donc entre 2 et 16, et  $T_i$  entre 1 et 8 fois  $\varepsilon_{CAN}$ . La figure 5.19 résume et illustre les valeurs reconfigurables que peut prendre l'ensemble des paramètres associés aux corrélateurs. Quatre

combinaisons sont possibles dans notre cas d'implémentation pour couvrir  $w_{CAN}$  égale à 8 ns:  $\{L; T_i\} = [ \{16; 0,5\} \{8; 1\} \{4; 4\} \{2; 8\} ]$ , où  $T_i$  est exprimé en nanosecondes. Le nombre de doigts du récepteur Rake,  $L_r$ , s'obtient comme suit et dépend de  $M_{T_c}^*$  qui définit la durée chip reconfigurable  $T_c$  :

$$L_r = L \times M_{T_c}^* . \quad (5.13)$$

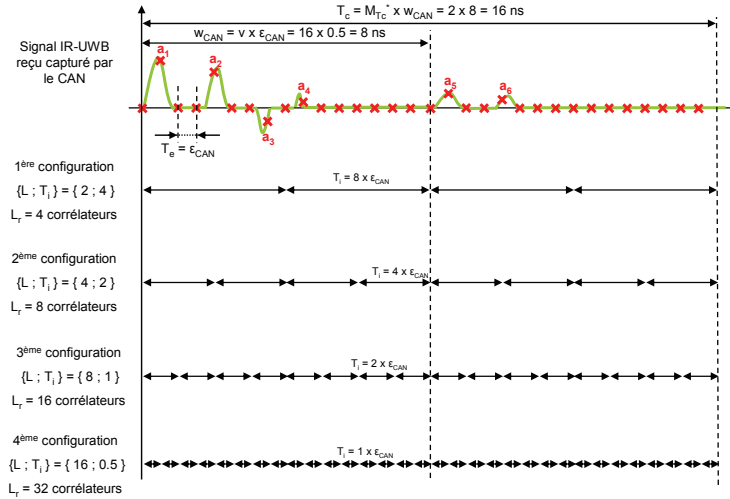


Figure 5.19 – Illustration de la reconfigurabilité sur le nombre de corrélateur ( $L$  et  $L_r$ ), et sur la durée de l'intégration ( $T_i$ ).

Cette reconfigurabilité est perçue dans la fonction synchronisation comme une reconfigurabilité sur la précision de synchronisation ( $T_i$ ) et du nombre de cellules utilisées ( $L_r$ ) pour couvrir l'espace de recherche  $T_c$ . Pour la fonction démodulation Rake, cette reconfigurabilité, en  $L$  et  $T_i$ , est perçue comme une reconfigurabilité sur le nombre de doigts du Rake ( $L_r$ ) et sur le temps d'intégration ( $T_i$ ) des corrélateurs de chaque doigt. Comme pour l'émetteur la gestion de la reconfigurabilité par paramètre se fait via un bloc dédié qui est notamment en charge d'appliquer un codage. Le codage utilisé est en codage en puissance de deux. En utilisant deux bits,  $L$  se reconfigure entre 2 et 16, et  $T_i$  se reconfigure entre 0,5 et 4 ns. Ainsi pour le récepteur trois paramètres reconfigurables sont utilisés:  $M_{T_i}^*$ ,  $M_{T_c}^*$ , et  $M_N^*$ . Ils reconfigurent respectivement le nombre de corrélateurs  $L$  et la durée de l'intégration  $T_i$ , la durée d'un chip  $T_c$ , et le gain de traitement  $N$ . Un seul paramètre reconfigurable  $M^*T_i$  est utilisé pour reconfigurer à la fois  $T_i$  et  $L$ . En effet, ces deux paramètres sont interdépendants (cf. équation 5.12). Le nombre de doigts du récepteur Rake est reconfiguré via  $M_{T_i}^*$  qui définit  $L$  et  $M_{T_c}^*$  :

$$L_r = L \times M_{T_c}^* . \quad (5.14)$$

Les deux banques de corrélateurs reconfigurables permettent d'évaluer l'énergie présente sur chaque portion de durée  $T_i$  du signal reçu. Les corrélateurs sont disjoints. Les templates utilisés sont des impulsions carrées d'une durée  $T_i$  avec pour amplitude, soit la pleine échelle positive pour la banque de corrélateurs associée aux uns logiques, soit la pleine échelle négative pour la banque de corrélateurs des zéros logiques. La durée  $T_i$  définit la résolution du récepteur pour capturer les multi trajets. Un schéma d'implémentation précis de ces deux banques de corrélateurs est présenté sur la figure 5.20.



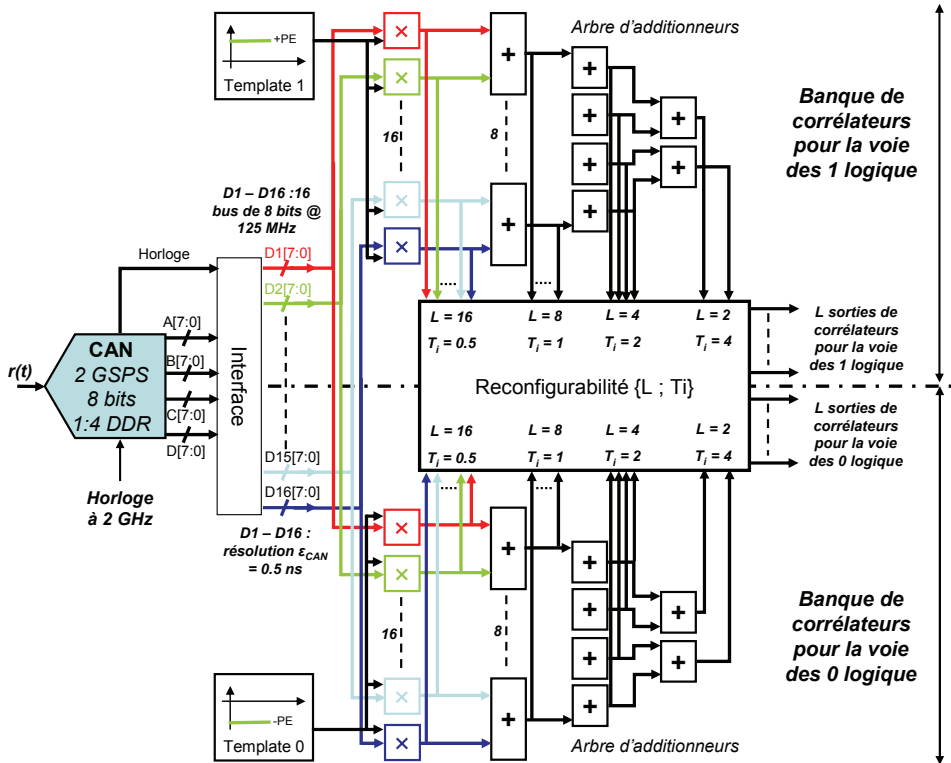


Figure 5.20 – Implémentation des banques de corrélateurs reconfigurables en nombre  $L$  et durée d'intégration  $T_i$ .

### 5.3.2.4 – Les comparateurs

Une banque de  $L$  comparateurs signés suit les deux banques de  $L$  corrélateurs. Chaque comparateur signé prend en entrée la sortie du corrélateur  $i$ , numéroté de 1 à  $L$ , de la voie correspondant aux uns logique et la sortie du corrélateur  $i$  de la voie correspondant aux zéros logique. Ces comparateurs permettent de comparer l'énergie capturée sur une portion  $T_i$  par les deux banques de corrélateurs. Il est alors possible pour chaque intervalle de temps  $T_i$  de déterminer si le corrélateur associé à un un logique contient plus d'énergie que celui associé au zéro logique. Si c'est le cas, le récepteur estime que sur cette portion  $T_i$ , le chip reçu est un un logique. Sinon, c'est un zéro logique. Comme le montre la figure 5.21 cette banque de  $L$  comparateurs permet d'effectuer la démodulation au niveau chip pour chaque portion  $T_i$ .

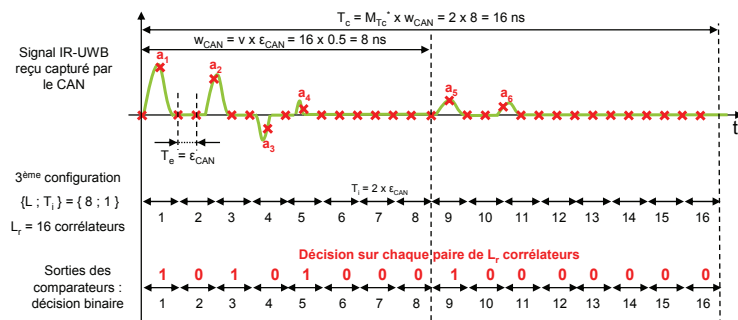


Figure 5.21 – Illustration de la banque de comparateurs après l'étape de corrélation pour estimer le bit reçu sur chaque portion de durée  $T_i$  formant la fenêtre temporelle  $w_{CAN}$  puis la durée d'un chip  $T_c$ .

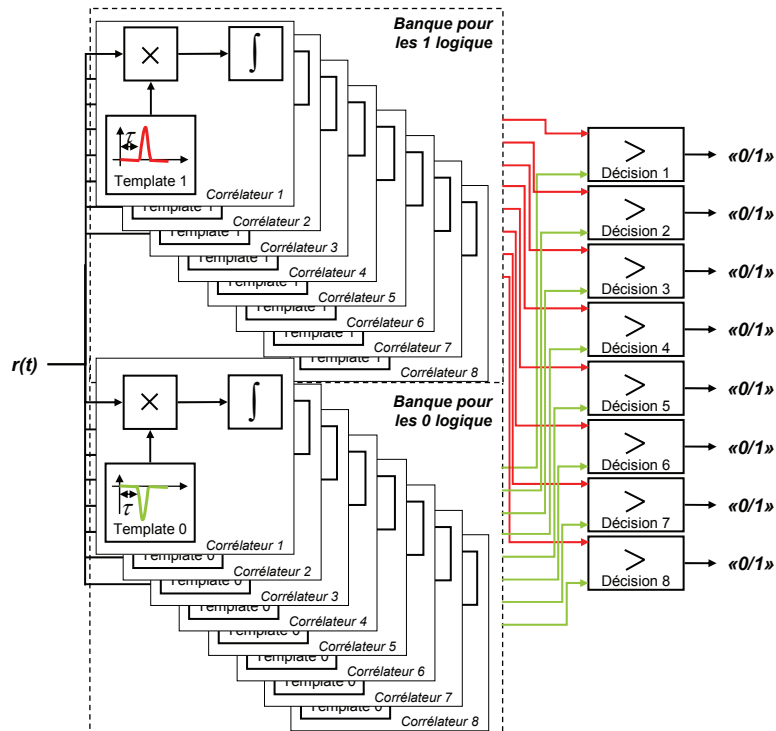


Figure 5.22 – Schéma de principe de l’interconnexion des  $L$  comparateurs de décision avec les deux banques de  $L$  corrélateurs associées aux uns et zéros logique, pour  $L = 8$ .

La figure 5.22 présente la connexion entre les corrélateurs et les comparateurs. A l’issue de cet étage, sur chaque portion  $T_i$ , le récepteur a déterminé si le chip contenait un un ou un zéro logique au niveau chip. Pour assurer la démodulation binaire, il est nécessaire de combiner les chips entre eux pour obtenir le bit reçu. L’étape de désétalement est nécessaire. Pour ce faire deux blocs sont utilisés. Le premier a pour fonction de mettre en forme le flux de données à traiter (bloc « interface vers chip »). Le second est en charge du désétalement de spectre.

A l’issue de cet étage de  $L$  comparateurs, les bus de données à traiter ont une largeur de un bit au lieu de 8 bits (voire jusqu’à 19 bits) pendant le début de la chaîne de réception. Ceci est un avantage important dans le cadre des réseaux de microsysteme communicants où la contrainte de taille est critique. Après cet étage, il n’est plus nécessaire de manipuler des bus contenant autant de bits que la sortie du CAN.

L’approche décrite est celle implémentée puis mesurée, il s’avère qu’elle peut être améliorée et simplifiée fortement. En effet, les deux banques de corrélateurs avec template peuvent être remplacées par une banque d’intégrateurs et une banque de comparateurs à zéro. Cette amélioration profite de l’utilisation d’une modulation de type BPSK. Un comparateur avec un seuil à zéro permettrait d’évaluer la polarité et donc la phase de chaque cellule ou doigt de durée  $T_i$  est donc de déterminer si le bit estimé est un un ou un zéro logique.

### 5.3.2.5 – Interface vers chip

Ce bloc modifie le flux de données pour l’adapter au rythme chip. L’objectif est d’obtenir un flux parallèle au rythme chip contenant les  $L$  fois  $M_{Tc}^*$  sorties des comparateurs de décision en parallèle. A partir des  $L$  entrées évoluant à 125 MHz (rythme  $1 / w_{CNA}$ ), le bloc interface vers chip, délivre  $L \times M_{Tc}^*$  sorties évoluant à  $125 / M_{Tc}^*$  MHz. Il s’agit d’un étage de parallélisation supplémentaire réduisant la fréquence de fonctionnement du circuit. Son principe de fonctionnement est illustré sur la figure 5.23.

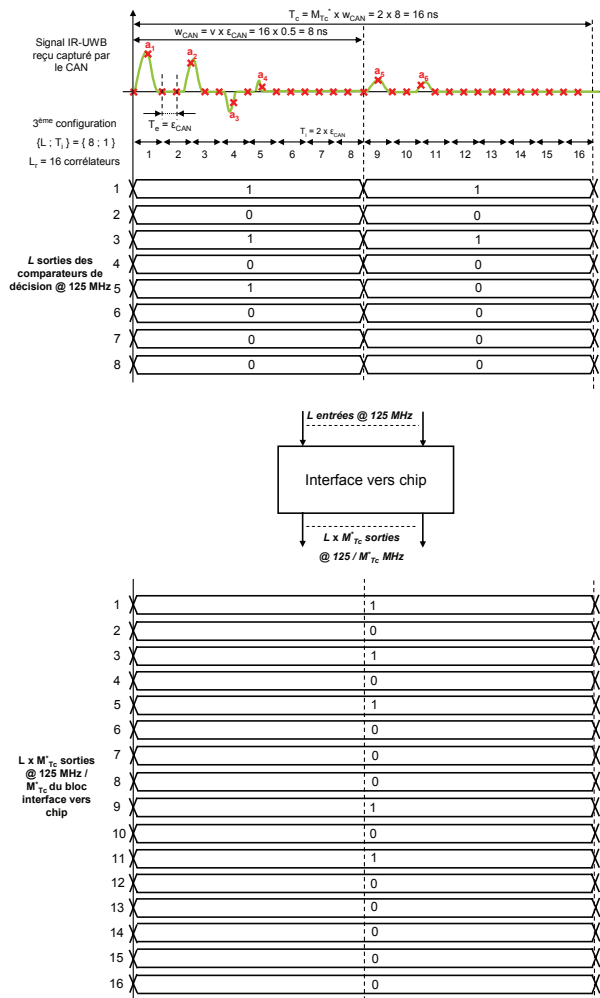


Figure 5.23 – Illustration de la fonctionnalité du bloc interface vers chip, qui adapte le flux de donnée à traiter au rythme chip. Le flux de sortie contient  $L \times M_c^*$  bus évoluant au rythme chip égale à  $1 / T_c$ .

### 5.3.2.6– Désétalement de spectre

Ce bloc a pour fonction d'estimer le bit reçu à partir des  $N$  chips reçus. Cette opération est faite pour les  $L_r = L \times M_c^*$  portions d'un chip. A la sortie du bloc de désétalement de spectre,  $L_r$  bits sont obtenus. A ce niveau, le récepteur dispose d'une démodulation binaire de chacune des  $L_r$  portions d'un chip. Les séquences d'étalement de spectre utilisées sont une suite de  $N$  chips à un pour un bit au niveau un logique et une suite de  $N$  chips à zéro pour un bit au niveau zéro logique. Pour effectuer le désétalement, cette fonctionnalité travaille sur  $N$  chips. Une procédure de vote est utilisée. Si la majorité absolue de ces  $N$  chips est au niveau un logique, alors le bit désétalé en sortie est un un logique sinon, c'est un zéro logique. Cette opération est effectuée  $L_r$  fois en parallèle pour les  $L_r$  portions d'un chip. La figure 5.24 illustre le fonctionnement de ce bloc. En plus de la fonction désétalement de spectre, ce bloc effectue un changement de rythme. En entrée, les  $L_r$  données évoluent au rythme chip  $1 / T_c$ , en sortie, les  $L_r$  données évoluent au rythme binaire  $1 / T_b = 1 / (M_c^* \times T_c)$ .

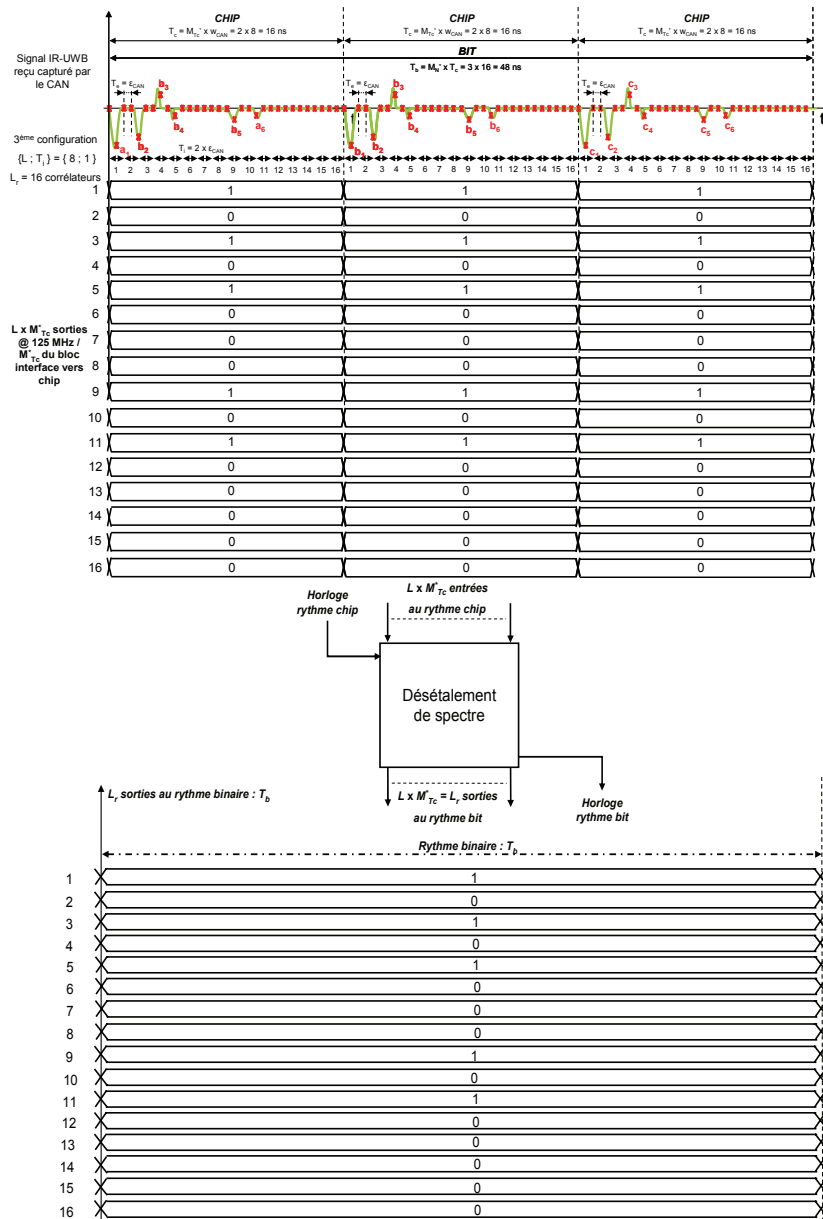


Figure 5.24 – Illustration du principe de fonctionnement du bloc désétalement de spectre qui en plus d’obtenir le bit reçu à partir des chips reçus, implémente une fonctionnalité d’interface. Le rythme en sortie n’est plus le même qu’en entrée.  $L_c$  sorties sont délivrées au rythme bit et non plus chip.

Ce bloc assure un gain de traitement au niveau du récepteur. En effet, il permet d’améliorer le taux d’erreur binaire en réception. La résistance aux interféreurs bande étroite est accrue. Il peut corriger jusqu’à  $M_N^*$  sur deux chips erronés. Un exemple de correction d’erreur est proposé sur la figure 5.25. Ce bloc est reconfigurable sur le gain de traitement (impulsion/bit) utilisé via le paramètre reconfigurable  $M_N^*$ .



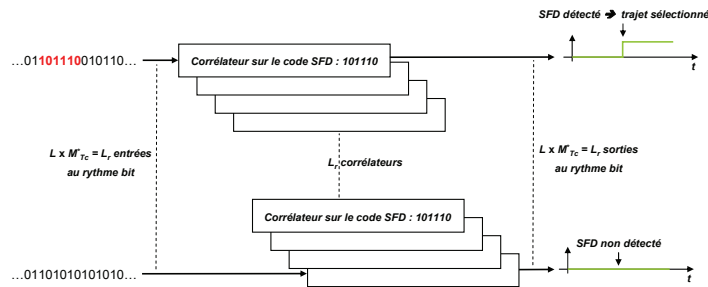


Figure 5.26 – Illustration de l'utilisation de corrélateurs cherchant le code SFD de la trame permettant d'atteindre la synchronisation et de sélectionner les trajets qui seront combinés par la suite.

Compte tenu des spécificités du canal UWB au regard du comportement multi trajet, il est possible que certains trajets soient en opposition de phase avec l'impulsion émise. Ainsi pour notre cas de modulation BPSK, il est possible que pour une même impulsion transmise, il y ait en réception des multi trajets positifs et d'autres négatifs. Pour maximiser le nombre de trajets à combiner  $L_{sync}$ , il est donc nécessaire d'utiliser  $L_r$  corrélateurs construits à la fois sur le code SFD émis et son complément. Ainsi cette étape sélectionne les  $L_{sync}$  meilleurs multi trajets en prenant en compte également la phase des multi trajets discernés. L'estimation du canal est donc faite également en phase. Pour chacune des cellules, le récepteur dispose de son retard, de sa phase et de sa capacité à voir le SFD.

La sortie des corrélateurs utilisés est sur un bit. Cela implique que pour détecter le code, il est nécessaire d'avoir exactement tous les  $L_{SFD}$  bits du code SFD, aucun ne peut être erroné. Cette configuration débouche sur un cas de figure où le taux de fausse alarme est réduit. Il est cependant possible d'ajuster le rapport taux de détection taux de fausse alarme en utilisant plusieurs bits en sortie des corrélateurs SFD et en faisant varier la longueur  $L_{SFD}$  du code SFD.

### 5.3.2.8 – Validation des données utiles

Cette fonction utilise le résultat des deux fonctionnalités précédentes pour extraire, à partir des bits démodulés, uniquement les bits de données utiles. Pour ce faire, une banque de  $L_{sync}$  ET logiques entre les sorties des corrélateurs SFD et celles du bloc de désétalement de spectre. En sortie de cette fonctionnalité, le récepteur a, alors,  $L_{sync}$  flux de données utiles.

### 5.3.2.9 – Compensation de la polarité des multi trajets

Parmi les  $L_{sync}$  multi trajets sélectionnés car synchronisés, certains ont détecté le code SFD dans sa version normale et d'autres dans sa version complémentée. Il est donc nécessaire de compenser en polarité les flux de données utiles associés ayant détectés le code complémenté. Ainsi, si la voie  $i$ , numérotée de 1 à  $L_{sync}$ , détecte le code SFD complémenté, alors le flux de données utiles associé doit être compensé en polarité, c'est-à-dire que les uns logiques doivent être remplacés par des zéros logiques. A l'issue de ce bloc, le récepteur dispose de  $L_{sync}$  flux de données utiles au rythme binaire estimant les bits reçus de données utiles.

### 5.3.2.10 – La combinaison des multi trajets : procédure de vote

$L_{sync}$  flux de données utiles synchronisés, ayant un BER inférieur à  $1 / L_{SFD}$ , sont disponibles en entrée de ce bloc. Son objectif est de combiner ces flux pour diminuer le taux d'erreur binaire et donc maximiser la probabilité que le bit estimé soit le bit émis. La procédure de combinaison proposée ici est originale de par le fait qu'elle s'effectue au niveau bit alors que la littérature propose des combinaisons de multi trajets au niveau énergie du signal, comme les techniques AC et PE. La procédure de vote, représentée sur la figure 5.27, permet de combiner les flux de données. Le bit combiné en sortie prend la valeur de la majorité des  $L_{sync}$  flux de données présents en entrée. La figure 5.27 montre comment sont corrigés les bits erronés (en rouge gras italique souligné) issus des trajets synchronisés. Sur cette figure, cinq doigts sont sélectionnés pour la combinaison par vote car ils sont synchronisés sur le SFD de début de trame.

L'intérêt de cette procédure réside en deux principaux points. Le premier est la simplicité du circuit et de l'algorithme proposé, grâce à la combinaison haut niveau. Aucun mécanisme de comparaison, d'évaluation d'énergie n'est requis. La simplicité et l'encombrement du circuit sont alors réduits. Le second est qu'elle permet de réduire le taux d'erreur binaire en profitant de la diversité issue des multi trajets. Un résultat de mesure illustre ce fait dans la partie 5.4.

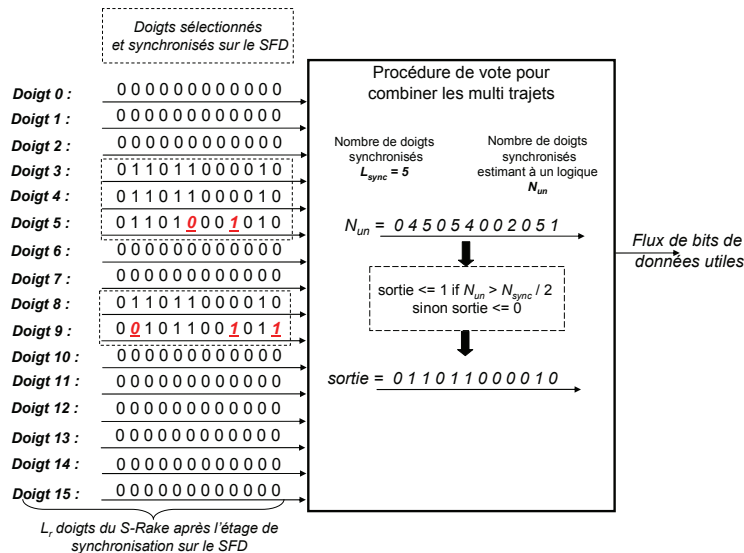


Figure 5.27 – Illustration de la procédure de vote et de son fonctionnement pour combiner les doigts du S-Rake associés aux multi trajets ayant détectés le SFD.

C'est la seconde fois dans le récepteur proposé que la procédure de vote est utilisée. La première fois fut dans le bloc de désétalement. Cette double utilisation de la procédure de vote permet une combinaison des multi trajets après décision à l'intérieur d'un chip et entre chip.

La procédure de vote combine les trajets offrant un rapport signal à bruit positif et supérieur à un seuil permettant d'atteindre une synchronisation précise ainsi qu'une démodulation permettant un taux d'erreur binaire inférieur à  $1 / L_{SFD}$ . Ainsi, seules des portions du signal reçu avec un SNR suffisant sont combinées. Cette approche permet de maximiser le rapport signal à bruit en sortie de la procédure de vote puisqu'aucune portion de signal où le SNR est mauvais n'est combinée.

### 5.3.2.11 – La reconfigurabilité

Comme pour l'émetteur, le récepteur contient un bloc en charge de la reconfigurabilité. Ce dernier gère les trois paramètres reconfigurables :  $M^*_{N}$ ,  $M^*_{Tc}$  et  $M^*_{Ti}$ . Il les capture, leur applique un codage et les transfère aux autres blocs.  $M^*_{Ti}$  est associé au découpage des chips en  $L$  portions de durée  $T_i$  (les cellules). Ce paramètre reconfigurable joue sur la précision de synchronisation, d'estimation du canal et les performances en démodulation binaires. Plus  $T_i$  est faible, plus  $L$  est grand et plus les performances du récepteur sont élevées.  $M^*_{Tc}$  est associé à la durée du temps chip et  $M^*_{N}$  au nombre d'impulsions par bit ou nombre de chips par bit. Ces paramètres influent également sur les rythmes utilisés dans les différents blocs de traitement du signal. C'est pourquoi le bloc de gestion de la reconfigurabilité construit, à partir de l'horloge provenant du CAN, deux rythmes supplémentaires : le rythme binaire et le rythme chip. Ces paramètres reconfigurables influencent également le nombre de voies à traiter dans les blocs de traitement du signal.  $L_r$  dépend de ces paramètres reconfigurables.

### 5.3.2.11 – Conclusion sur le récepteur proposé

Le récepteur IR-UWB reconfigurable proposé est de type S-Rake où  $L_{sync}$  trajets sont sélectionnés parmi  $L_r$  trajets discernés. L'acquisition se fait par une recherche parallèle du SFD sur l'ensemble des  $L_r$  trajets. La synchronisation est atteinte en même temps au niveau bit (chip), impulsion et trame. Un *hit set*, défini sur un BER inférieur à  $1 / L_{SFD}$ , est utilisé pour sélectionner les  $L_{sync}$  trajets solutions de l'acquisition.

---

Ce même *hit set* est utilisé pour la sélection des doigts du S-Rake. L'estimation du canal se fait donc à haut niveau, au niveau bit, en plus de la connaissance du retard et de la phase. Ceci est possible grâce à la mise en place d'une décision binaire très tôt dans le récepteur. Elle permet d'estimer le canal et les performances des multi trajets en démodulation et en synchronisation.

Le récepteur proposé ne nécessite pas de préambule maximisant ainsi le débit utile du système de communication. C'est un critère très important dans les systèmes à haut débit pour ne pas dégrader fortement la charge utile du réseau. La combinaison se fait par deux procédures de vote entre les chips et bits estimés issus des  $L_{sync}$  trajets synchronisés. Cette approche est originale car la combinaison se fait au niveau bit et chip après démodulation et non plus sur l'amplitude des trajets. La combinaison proposée se fait entre multi trajets au sein d'un même chip et entre chips. Cette solution possède une implémentation simple et peu coûteuse en terme de traitement du signal car elle utilise une décision binaire en début de récepteur. Ce récepteur permet de profiter des multi trajets pour maximiser l'énergie reçue et réduire le taux d'erreur binaire.

Le récepteur proposé ne contient pas de contre-réaction, l'ensemble des fonctionnalités (démodulation, estimation du canal, acquisition, combinaison et reconfigurabilité) se fait en une fois sans boucle de contrôle sur le CAN ou sur les autres fonctions du récepteur.

Ce récepteur est entièrement reconfigurable, via trois paramètres  $M_N^*$ ,  $M_{Tc}^*$  et  $M_{Tb}^*$ , sur les caractéristiques suivantes : précision de synchronisation  $T_i$ , nombre de trajets discernés  $L_r$ , durée d'un chip  $T_c$  et d'un bit  $T_b$ , débit binaire, et le gain de traitement  $N$ . Ces reconfigurabilités directes impliquent d'autres reconfigurabilités indirectes sur le rapport cyclique, l'étalement des échos supporté, le nombre de doigts du Rake, la portée radio, l'énergie consommée, taux de trames détectées (synchronisation), et le taux d'erreur binaire (démodulation (BER)).

Au regard de l'état de l'art des techniques de synchronisation, d'estimation du canal, de combinaison des multi trajets, présenté précédemment, il s'avère que la proposition de récepteur est originale sur les points suivants : reconfigurabilité, acquisition, démodulation Rake, estimation du canal, combinaison des multi trajets et décision binaire

La vaste gamme de reconfigurabilités proposée dépasse l'état de l'art [120] [163] [164] [165] [166] [167] [168] [169] [170] [171] [227] [228].

L'acquisition IR-UWB directement au niveau trame est inédite et permet de supprimer le préambule de la trame, réduisant ainsi le coût de la synchronisation. La proposition entièrement parallèle utilise la détection du SFD au niveau trame pour évaluer et sélectionner les solutions d'acquisition parmi les  $L_r$  cellules de l'espace de recherche. Cette approche diffère des critères d'évaluation, TC, MAX et MAX/TC [41] [42].

L'estimation du canal ne se fait pas puissance mais via la capacité du trajet à détecter le SFD et à le démoduler sans erreur. L'estimation du canal se fait en retard, phase, synchronisation, et BER. Cette proposition se différencie par une estimation à haut niveau du canal et l'absence de l'utilisation d'un préambule. Le SFD est utilisé à la place. Il est ainsi utile à la fois à la synchronisation et à l'estimation du canal ainsi qu'à la sélection des trajets à combiner. Cette réutilisation permet de réduire le coût du système ainsi que la part des bits de contrôle (SFD) dans la trame par rapport aux bits utiles.

La sélection des trajets à combiner, dans le S-Rake, parmi les  $L_r$  trajets discernés, ne se fait pas en sélectionnant les plus forts trajets ou les premiers trajets comme dans l'état de l'art [206] [207] [229], mais en sélectionnant les trajets synchronisés et offrant un BER inférieur ou égal à  $1 / L_{SFD}$ . Un *hit set* tenant compte des performances de synchronisation et démodulation est utilisé.

La combinaison des multi trajets ne se fait pas en tenant compte des informations de puissance, phase, retard et amplitude des trajets mais en combinant, via une procédure de vote, les bits et chips issus de la banque de décision appliquée à chacune des  $L_r$  portions du signal reçu. Cette approche est beaucoup moins complexe que les solutions de l'état de l'art [217] [218] [219] [220] [221] [222] [223] tout en permettant de tirer profit de la propagation multi trajets pour améliorer la robustesse de la liaison via la diversité des multi trajets.

Enfin sur la décision binaire, l'originalité de la proposition est de la placer dès le début du récepteur et non en fin. Cette implémentation permet de réduire la largeur des bus à traiter de façon parallèle tout au long du récepteur. La taille du circuit est donc réduite. En effet, une fois la décision faite, les bus ne font plus qu'un bit de large, au lieu de huit bits (nombre de bits du CAN) voire plus si la décision est le dernier élément du récepteur.



## 5.3.3 – Implémentation VHDL de la bande de base numérique de réception

### 5.3.3.1 – Implémentations reconfigurables

La proposition de récepteur IR-UWB reconfigurable S-Rake décrite précédemment, est implémentée sur un FPGA Virtex4vlx15-10sf363 à l'aide d'un convertisseur analogique numérique (CAN) à 2 GSPS 8 bits. Le circuit numérique implémenté sur le FPGA dispose des données issues du CAN en entrée, ainsi que 6 boutons poussoir pour gérer les paramètres reconfigurables. L'interface entre le CAN et le FPGA se fait via 4 bus de 8 bits différentiels utilisant une signalisation LVDS 2,5 V. Des ports d'entrées IDDR sont utilisés pour obtenir 8 bus de 8 bits évoluant à 250 MHz. Le FPGA délivre en sortie des signaux pour paramétrer le CAN, ainsi que le flux de bits démodulés correspondant aux données utiles des trames reçues.

Le circuit est décrit en VHDL via le logiciel Xilinx ISE qui déploie les algorithmes de synthèse et placement routage. Pour un CAN à 2 GSPS, compte tenu de l'interface et de la parallélisation proposée, une vitesse de fonctionnement de 250 MHz est requise. Plusieurs implémentations de la bande de base numérique sont possibles. Elles sont comparées selon les critères suivants : gamme de reconfigurabilité, taille du circuit, fréquence de fonctionnement du circuit et consommation. Compte tenu de l'implémentation massivement parallèle proposée, la taille du FPGA dimensionne les performances en reconfigurabilité accessibles. Le tableau 5.1 présente les performances de différentes versions de la bande de base numérique. Elles diffèrent par la gamme de reconfigurabilités couverte, liée au nombre de valeurs distinctes que peuvent prendre les paramètres reconfigurables en entrée. Pour les trois entrées reconfigurables, un codage en  $2^x$  est utilisé.

Tableau 5.1 – Illustration des performances des circuits numériques IR-UWB reconfigurables sur FPGA.

FPGA cible	Performances du circuit implémenté					Gamme de reconfigurabilité													
	Fréquence maximum (MHz)	Taille (%)			Moyenne	Nombre de valeurs distinctes pour les entrées reconfigurables			Nombre de configurations différentes	N (pulse/bit)		Tc (ns)		D (Mbits/s)		Ti (ns)		Lr	
		Slice registers	Slices	LUTs à 4 entrées		M <sup>*</sup> <sub>N</sub>	M <sup>*</sup> <sub>Tc</sub>	M <sup>*</sup> <sub>Ti</sub>		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max
V4VLX15-10sf363	251	42	64	35	47	4	2	2	16	1	2	8	16	31.25	125	0.5	4	2	32
V4VLX15-10sf363	251	44	65	37	48.67	4	2	3	24	1	4	8	16	15.63	125	0.5	4	2	32
V4VLX15-10sf363	251	66	99	55	73.33	4	3	2	24	1	2	8	32	15.63	125	0.5	4	2	64
V4VLX15-10sf363	251	68	99	58	75	4	3	3	36	1	4	8	32	7.81	125	0.5	4	2	64
V4VLX15-10sf363	251	73	99	64	78.6667	4	3	4	48	1	8	8	32	3.91	125	0.5	4	2	64
V4VLX40-10ff668	251	2	4	2	2.67	4	2	2	16	1	2	8	16	31.25	125	0.5	4	2	32
V4VLX40-10ff668	251	14	21	12	15.67	4	2	3	24	1	4	8	16	15.63	125	0.5	4	2	32
V4VLX40-10ff668	251	46	74	41	53.67	4	5	5	100	1	16	8	128	0.49	125	0.5	4	2	256
V4VLX40-10ff668	251	46	75	42	54.33	4	5	10	200	1	512	8	128	0.02	125	0.5	4	2	256

Comme le montre le tableau 5.1, l'implémentation, maximisant les ressources disponibles sur le FPGA Virtx4vlx15-10sf363, utilise quatre, trois et quatre valeurs différentes pour les paramètres reconfigurables en entrée, respectivement,  $M^*_{Ti}$ ,  $M^*_N$  et  $M^*_{Tc}$ . Cette implémentation propose 48 configurations différentes offrant des performances différentes, grâce à la reconfigurabilité par paramètres. Le circuit numérique associé atteint 251 MHz soit plus que la fréquence de fonctionnement requise. Il occupe 78 % du FPGA Virtex4 utilisé. C'est le nombre de slices utilisés qui limite le circuit. 99% des slices disponibles du FPGA sont utilisés pour cette implémentation limitant ainsi le nombre de doigts et cellules  $L_r$  à 64. Les performances en reconfigurabilité pour cette implémentation s'étendent : entre 8 et 32 ns pour la durée d'un chip  $T_c$ , entre 1 et 8 impulsions/bit pour le gain de traitement  $N$ , entre 3,91 et 125 Mbits/s pour le débit binaire, entre 0,5 et 4 ns pour la précision de synchronisation ou la durée d'une cellule  $T_i$ , et entre 2 et 64 pour le nombre de doigts ou cellules  $L_r$ . Pour cette implémentation, deux bits d'entrée sont utilisés pour chaque paramètre reconfigurable. Un codage en  $2^x$  est déployé pour les trois paramètres  $M^*_N$ ,  $M^*_{Tc}$  et  $M^*_{Ti}$ .

Comme le montre le tableau 5.1, en utilisant un FPGA plus important, il est possible d'obtenir aisément un récepteur couvrant des performances reconfigurables plus larges. En effet, en utilisant le FPGA Virtex4vlx40-10ff668, 200 modes de fonctionnement différents sont possibles. Le débit binaire est alors reconfigurable entre 20 kbits/s et 125 Mbits/s, le gain de traitement se reconfigure entre 1 et 512 impulsions/bit, la durée d'un chip entre 8 et 128 ns, la précision de synchronisation entre 0,5 et 4 ns et le nombre de doigts entre 2 et 256. Il est également possible d'atteindre des débits très faibles en réduisant la résolution de synchronisation  $T_i$  pour réduire le nombre de doigts du S-Rake et donc réduire la taille du

circuit. Les performances en démodulation et synchronisation s'en trouvent alors dégradées puisque la précision de synchronisation est relâchée.

La partie suivante du manuscrit (5.4) est dédiée aux mesures pour évaluer les performances en consommation, taux d'erreur binaire (BER), taux de trames détectées et le coût de la reconfigurabilité.

### 5.3.3.2 – Implémentations non reconfigurables

Quatre implémentations supplémentaires sont utilisées pour exposer le gain apporté par la proposition de récepteur IR-UWB S-Rake reconfigurable à synchronisation directement au niveau trame et combinaison des multi trajets au niveau bit. Dans la suite du manuscrit, elles sont référencées par les dénominations suivantes : REF1, REF2, REF3 et REF4. Notre proposition est représentée par la dénomination P. Pour faciliter la comparaison sur les éléments de traitement du signal (combinaison, estimation du canal, synchronisation, démodulation), l'implémentation P n'implémente pas les fonctions de reconfigurabilité. Nous comparons ici ces cinq implémentations non reconfigurables : P, REF1, REF2, REF3 et REF4.

L'implémentation REF1 reprend les approches classiques de l'état de l'art [169] [174] [193] [194] [195] où un récepteur IR-UWB utilisant une acquisition parallèle au niveau impulsion via un préambule est proposée. Dans cette implémentation, deux ensembles de  $L$  corrélateurs sont utilisés également, l'un est construit sur un template correspondant aux uns logiques BPSK, l'autre aux zéros logique BPSK. La banque de corrélateur des uns logiques est utilisée pour évaluer en parallèle  $L$  cellules de durée  $T_i$ . Cet ensemble de corrélateurs doit déterminer quelle cellule cumule le plus d'énergie pendant la réception d'un préambule de  $L_{prb}$  bits contenant uniquement des uns logiques. A la fin du préambule, le corrélateur ayant cumulé le plus d'énergie est sélectionné comme meilleur corrélateur pour la suite du récepteur. Ce corrélateur est le corrélateur correspondant à la synchronisation niveau impulsion et chip. La décision binaire est alors effectuée sur ce corrélateur et son correspondant dans la banque de corrélateurs associé aux zéros logique via un comparateur. Sur le flux de bits issu du comparateur de décision binaire, un corrélateur recherchant le SFD est implémenté pour atteindre la synchronisation niveau trame. Le récepteur dispose alors d'un flux de bits de données utiles qui, comme pour notre proposition de récepteur, a été compensé en polarité. La figure 5.28 décrit cette implémentation classique appelée REF1. L'utilisation de REF1 permet de mettre en avant les avantages de la synchronisation niveau trame sans préambule proposée dans P.

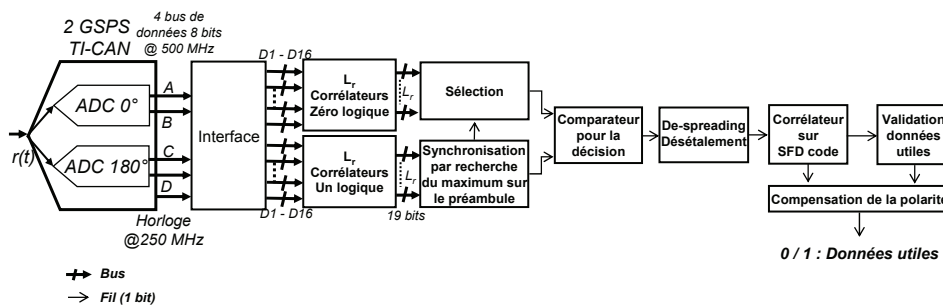


Figure 5.28 –Schéma de principe de l'implémentation REF1 qui utilise un préambule constitué de uns logiques pour sélectionner la meilleure voie puis lui appliquer les blocs de décision, désétalement, synchronisation trame, validation des données utiles et compensation de polarité.

Les implémentations REF2, REF3 et REF4 reprennent la quasi-intégralité de notre proposition de bande de base numérique P excepté la procédure de vote combinant les multi trajets. REF2, REF3, et REF4 utilisent un algorithme de sélection et non de combinaison. Ces trois versions sont nécessaires pour évaluer le gain apporté par la procédure de vote proposée dans notre récepteur IR-UWB. Dans ces trois versions la procédure de vote est remplacée par : pour REF2 une sélection du premier trajet ayant détecté le SFD (le doigt 3 de la figure 5.27), pour REF3 une sélection du dernier trajet synchronisé sur le SFD (le doigt 9 de la figure 5.27) et pour REF4 une sélection du trajet synchronisé du milieu (le doigt 5 de la figure 5.27). REF2, REF3 et REF4 sont décrites sur la figure 5.29, alors que P est rappelé via la figure 5.30.

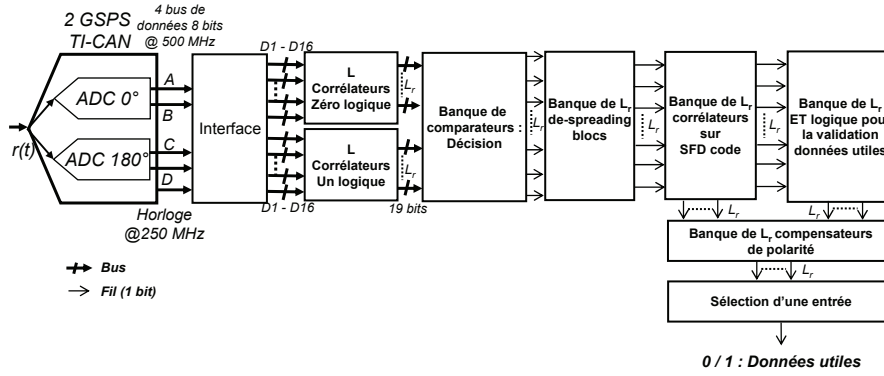


Figure 5.29 - Schéma de principe des implémentations REF2, REF3, et REF4 qui utilisent l'approche parallélisée pour l'acquisition au niveau trame puis une décision et enfin le dernier bloc sélectionne un des multi trajets synchronisés.

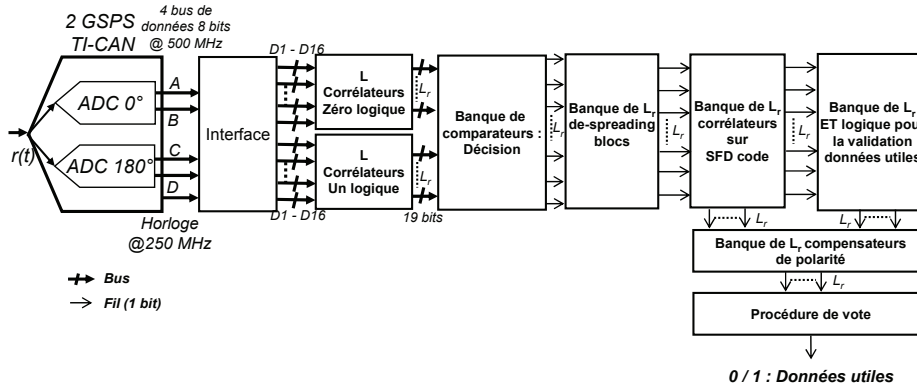


Figure 5.30 - Schéma de principe de l'implémentation P qui utilise l'approche parallélisée pour l'acquisition au niveau trame puis une décision et enfin le dernier bloc combine les multi trajets synchronisés via la procédure de vote.

L'ensemble de ces implémentations est déployé sur le FPGA Virtex4v1x15-10sf363. Leurs performances sont résumées dans le tableau 5.2.

Tableau 5.2 – Comparaison des implémentations pour mettre en avant les avantages de la procédure de vote ainsi que de l'acquisition parallèle niveau trame.

	MAT (ns)	Coût (bits)	Précision synchronisation (ns)	Fréquence maximum (MHz)	Consommation (mW)	Slice registers	Taille (%)		
							Slices	LUTs à 4 entrées	Moyenne
P	144	18	0.5	265	774	29	39	22	30
REF1	208	26	0.5	264	798	32	44	30	35
REF2	144	18	0.5	333	727	25	32	19	25
REF3	144	18	0.5	333	727	25	32	19	25
REF4	144	18	0.5	333	727	25	32	19	25

Le tableau 5.2 utilise trois critères, introduits précédemment, pour évaluer la technique de synchronisation : le temps d'acquisition moyen (MAT), le coût de la synchronisation (C) ici le nombre de bits de contrôle de la trame, et enfin la précision de synchronisation (p). La synchronisation au niveau bit, impulsion et trame doit être rapide, impliquant un MAT faible. L'acquisition doit fonctionner également pour un faible rapport signal à bruit. Le coût de la synchronisation (C) doit être le plus faible possible. Pour maximiser les performances en démodulation, la précision de synchronisation (p) doit être faible. Pour l'implémentation REF1, ces trois critères sont calculés via les équations suivantes:

$$C_{REF1} = L_{SFD} + L_{prb}, \quad (5.15)$$

$$MAT_{REF1} = \frac{L_{SFD} + L_{prb}}{D}, \quad (5.16)$$

$$p_{REF1} = T_i = \frac{T_c}{L}, \quad (5.17)$$

où  $D$  est le débit binaire,  $T_i$  est la durée d'une cellule,  $L_r$  est le nombre de doigts ou cellules du récepteur et  $T_c$  la durée d'un chip. Pour notre proposition P, ces trois critères sont obtenus comme suit :

$$C_P = L_{SFD} < C_{REF1}, \quad (5.18)$$

$$MAT_P = \frac{L_{SFD}}{D} < MAT_{REF1}, \quad (5.19)$$

$$p_P = T_i = \frac{T_c}{L}. \quad (5.20)$$

REF2, REF3, et REF4 ont les mêmes performances que l'implémentation P car elles utilisent la même synchronisation parallèle sur le SFD. L'évaluation du MAT utilisée dans les équations 5.16 et 5.19 sont des approximations. Leurs formulations sont inspirées de [194].

Le tableau 5.2 et les équations 5.15 à 5.20 montrent que la proposition de synchronisation par recherche parallèle directement au niveau trame (implémentations P, REF2, REF3 et REF4) permet une réduction de la consommation (estimation via Xilinx XPE), la taille du circuit, du MAT et du coût par rapport à l'implémentation de référence de l'état de l'art REF1. Ce gain est possible sans dégradation de la précision et de la fréquence de fonctionnement du circuit.

Le tableau 5.2 montre que la procédure de vote (implémentation P) implique une taille et une consommation plus importante que les techniques de sélection des implémentations REF2, REF3 et REF4. Pour compenser cette dégradation de performances, il faut qu'un gain en démodulation soit présent dans l'implémentation P par rapport à REF2, REF3 et REF4. Pour ce faire, dans la partie suivante, des résultats de mesures du BER en fonction du rapport signal à bruit sont exposés.

Ces résultats montrent que l'originalité de la bande de base numérique proposée a un gain sur les performances en implémentation et sur le coût et le MAT.

## 5.4 – Résultats de mesures de la bande de base numérique proposée pour un récepteur IR-UWB reconfigurable

Cette dernière partie a pour objectif de mesurer les performances en démodulation (BER en fonction du SNR), synchronisation (taux de trame détectée en fonction du SNR), et consommation de la bande de base numérique IR-UWB proposée. L'impact de la reconfigurabilité est également étudié sur l'ensemble de ces trois critères. L'objectif est de compléter les premiers résultats énoncés précédemment par des résultats de mesures.

Un banc de mesure dédié et spécifique est proposé et présenté par la suite pour mesurer le taux d'erreur binaire et le taux de trames détectées. Il repose sur l'utilisation du logiciel ChipScope de Xilinx qui est un analyseur logique embarqué dans le FPGA.

### 5.4.1 – Description de la plateforme de mesure et des composants utilisés

Le banc utilisé pour la mesure est décrit sur la figure 5.31. L'émetteur IR-UWB BPSK reconfigurable proposé au chapitre 4 est réutilisé pour l'émission de trame contenant un SFD et des données utiles. La tête RF de l'émetteur réutilise les composants sur étagères présentés précédemment ainsi qu'un atténuateur à gain variable (Mini-Circuits ZX76-15R5-PP+), permettant d'ajuster le rapport signal à bruit. Deux antennes omnidirectionnelles sont utilisées en émission et en réception. Elles sont séparées de 3 mètres. Le canal radio a un comportement multi trajets. Pour la tête RF de réception, les composants suivants sur étagères sont utilisés. Un filtre passe bas, de fréquence de coupure à 5 GHz de Mini-Circuits (VLF-5000+), suit l'antenne de réception. Il est suivi par un amplificateur (Mini-Circuits ZX60-8008-S+) couvrant la bande de l'antenne et de l'oscillateur local avec un facteur de bruit de 4,1 dB et un gain de 10 dB. Le mélangeur de *down-conversion* est un mélangeur passif, il s'agit du même composant que celui de l'émission (Mini-Circuits ZX05-73L-S+). L'oscillateur local est obtenu à partir d'un synthétiseur. La fréquence de fonctionnement est de 3,9 GHz. Un filtre passe bas de fréquence de coupure 2 GHz ou 1 GHz (Mini-Circuits VLFX-1050) suit l'étage de transposition et précède le convertisseur analogique numérique de National Semiconductor opérant à 2 GSPS et sur 8 bits (NSC ADC08D1000). Le dernier élément de la chaîne est le FPGA Virtex4vlx15-10sf363 implémentant notre proposition de circuit IR-UWB BPSK reconfigurable et le logiciel embarqué ChipScope. Un ordinateur est en charge du pilotage du banc, c'est-à-dire l'évolution de l'atténuation du DSA, permettant le changement du rapport signal à bruit en réception sans changer la distance entre l'émetteur et le récepteur, ainsi que la capture des données reçues par le récepteur. L'ordinateur grâce à Matlab et ChipScope évalue le taux d'erreur binaire en comparant les bits reçus et les bits émis. Il évalue également le taux de trames détectées pour caractériser les performances de la technique de synchronisation. Ces opérations sont répétées pour différents rapports signal à bruit (SNR). Le signal à bruit est mesuré après le CAN dans le FPGA grâce à ChipScope.

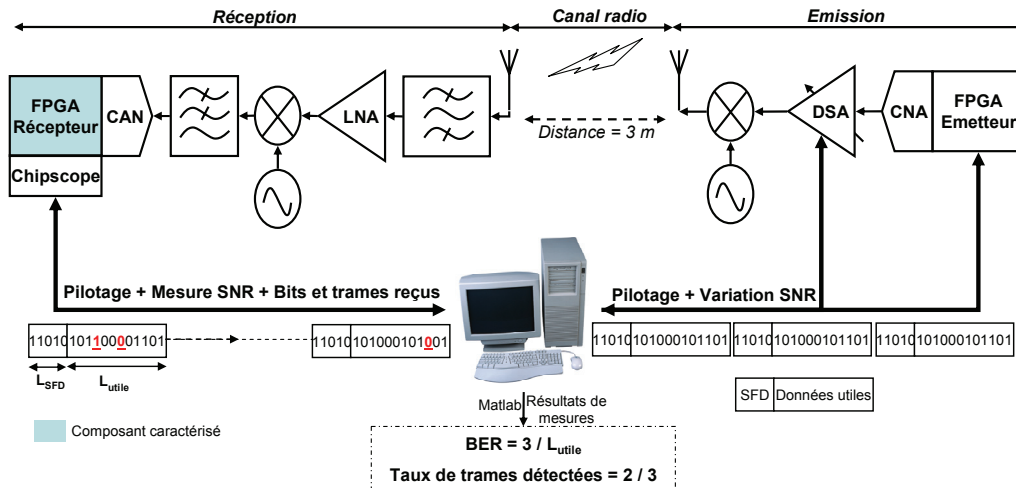


Figure 5.31 – Illustration du banc de mesure développé pour caractériser les performances d’une bande de base numérique IR-UWB de réception en taux d’erreur binaire (BER) et en taux de trames détectées (performances en synchronisation).

## 5.4.2 – Mesures des performances en synchronisation

Les performances de la synchronisation en temps, atteinte lors de l’étape d’acquisition, sont mesurées en comparant le nombre de trames émises et reçues. Une synchronisation performante aura un taux de détection de 100% et une synchronisation peu performante aura un taux de détection proche de 0%. Une mesure du nombre de trames reçues est faite pour une valeur d’ $E_b/N_0$ . Le poids et la précision des mesures augmentent avec le nombre de mesures par valeur d’ $E_b/N_0$ , et le nombre de valeurs différentes d’ $E_b/N_0$ .  $E_b/N_0$  est obtenu à partir du SNR, de la bande occupée et du débit binaire :

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}} = \frac{E_b \times D}{N_0 \times B} \quad (5.21)$$

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR \times \frac{B}{D} \quad (5.22)$$

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{dB} = [SNR]_{dB} + 10 \log_{10}(B) - 10 \log_{10}(D) \quad (5.23)$$

où  $B$  est la bande occupée,  $D$  le débit binaire,  $E_b$  l’énergie par bit,  $N_0$  la densité de bruit,  $P_{signal}$  la puissance du signal et  $P_{bruit}$  la puissance du bruit.

Pour les mesures présentées ici la trame émise est constituée de 50 bits répartis en  $L_{SFD} = 18$  bits pour l’entête SFD et en  $L_{utile} = 32$  bits pour le champ de données utiles. Environ 500 trames sont émises pour chaque valeur d’ $E_b/N_0$ . Deux études de mesures sont présentées. La première a pour vocation de montrer le gain de l’acquisition parallèle directement au niveau trame. La seconde étude se concentre sur le gain apporté par la reconfigurabilité.

### 5.4.2.1 – Evaluation des performances de l’acquisition parallèle niveau trame

Cette étude a pour vocation d’illustrer l’intérêt de la proposition d’acquisition parallèle (P, REF2, REF3 et REF4) directement au niveau trame sans préambule par rapport aux implémentations classiques de l’état de l’art utilisant un préambule et une synchronisation au niveau impulsion puis bit puis trame (REF1).

Pour P, REF2, REF3, et REF4 une trame de 50 bits sans préambule est utilisée. Pour REF1, un préambule est nécessaire avant le SFD pour acquérir la synchronisation au niveau impulsion et bit. La figure 5.32 compare les performances de l'acquisition des implémentations P, REF1, REF2, REF3, et REF4 en utilisant le critère du taux de trames détectées en fonction d' $E_b/N_0$ . Une trame détectée est une trame où le champ SFD a été détecté. L'ensemble des implémentations recherchent un SFD de même longueur, c'est-à-dire 18 bits afin de ne pas fausser la comparaison. En effet, la longueur du SFD influence le taux de détection. Le concepteur peut obtenir le compromis entre taux de détection et fausse alarme de son choix, en ajustant la longueur du SFD.

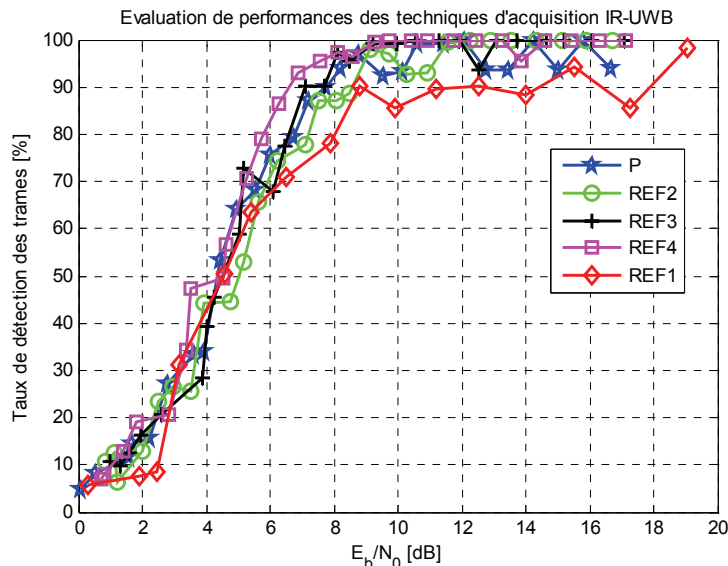


Figure 5.32 – Comparaison des différentes techniques d'acquisition IR-UWB en utilisant le critère du taux de trames détectées en fonction d' $E_b/N_0$ .

La figure 5.32 montre que notre proposition d'acquisition parallèle directement au niveau trame sans SFD atteint de meilleures performances que l'approche classique (REF1). En effet, P, REF2, REF3, REF4 atteignent leur meilleur niveau de performances, proche de 100% de détection des trames, pour un  $E_b/N_0$  de 5 dB environ. La solution représentant l'état de l'art, REF1, atteint également son meilleur niveau de performance pour un  $E_b/N_0$  de 5dB mais il n'est que de 90%. A rapport signal à bruit égal, la proposition d'acquisition présentée dans ce manuscrit détecte 10 % de trame en plus que la solution de l'état de l'art. Le taux de détection de 50 % est atteint, par l'ensemble des implémentations, pour un  $E_b/N_0$  d'environ 1 dB. Les implémentations REF2, REF3, REF4 atteignent les mêmes performances que P. Ceci est attendu puisqu'elles réutilisent l'étage d'acquisition de la technique P. Seule la technique de combinaison des multi trajets diffère entre REF2, REF3, REF4, et P.

La différence de performance entre les implémentations utilisant l'acquisition sur le SFD (P, REF2, REF3, REF4) et REF1, s'explique par le fait que les implémentations utilisant la synchronisation SFD recherchent directement en parallèle parmi  $L_r$  cellules celles qui voient le SFD, c'est-à-dire une trame détectée, alors que REF1 cherche dans un premier temps la cellule contenant le plus d'énergie pendant le préambule, puis cherche le SFD dans cette cellule. Pour REF1, la recherche du SFD (une trame détectée) n'est donc que le second critère dans son processus de synchronisation, alors que pour P, REF2, REF3, et REF4, il s'agit du seul et unique critère. Il est donc plus simple à satisfaire pleinement.

Rappelons que l'ensemble des implémentations utilise des corrélateurs SFD utilisant uniquement un bit pour déterminer si oui ou non le SFD est détecté. L'utilisation de corrélateurs à plusieurs bits en sortie permet d'avoir plusieurs états entre un SFD parfaitement détecté (l'intégralité des bits du SFD est détectée) et un SFD non détecté. Ce changement a pour effet de modifier le compromis entre le taux de détection et le taux de fausse alarme et de lui offrir une plus grande gamme de variation. L'utilisation de corrélateurs SFD à plusieurs bits en sortie permettrait d'améliorer les performances en synchronisation. Le taux de 100% de détection pourrait être atteint pour un  $E_b/N_0$  plus faible. En contrepartie, le taux de fausse alarme augmenterait.

### 5.4.2.2 – Evaluation de l’impact de la reconfigurabilité

Cette seconde étude a pour objectif de mettre en avant l’impact de la reconfigurabilité, via les trois paramètres  $M^*_{T_c}$ ,  $M^*_{T_i}$  et  $M^*_{T_c}$ , sur les performances en synchronisation. Seule notre proposition de récepteur IR-UWB S-Rake BSPK reconfigurable à  $L_r$  doigts utilisant une acquisition parallèle niveau trame et une combinaison des multi trajets par la procédure de vote est mesurée.

Le paramètre influant le taux de détection, hormis  $L_{SFD}$ , dans notre proposition de récepteur, est  $M^*_{T_i}$  qui définit la durée d’une cellule et de la précision de la synchronisation. Quatre valeurs sont possibles pour ce paramètre reconfigurable :  $T_i = 0,5$  ns ;  $T_i = 1$  ns ;  $T_i = 2$  ns et  $T_i = 4$  ns. Le nombre de cellules  $L$  associées couvrant la fenêtre temporelle du récepteur  $w_{CAN}$ , est alors, respectivement :  $L = 16$  cellules ;  $L = 8$  cellules ;  $L = 4$  cellule et  $L = 2$  cellules. La figure 5.33 illustre l’impact de la reconfigurabilité en nombre de cellule  $L$  et précision de synchronisation  $T_i$  (la durée d’une cellule) sur les performances de synchronisation. A partir de  $L$  et  $T_i$ , on peut obtenir  $L_r$  en tenant compte de la durée d’un chip  $T_c$  qui dépend du paramètre reconfigurable  $M^*_{T_c}$  et de la fenêtre de résolution temporelle du récepteur  $w_{CAN}$  :

$$T_c = M^*_{T_c} \times w_{CAN} , \quad (5.24)$$

$$L_r = M^*_{T_c} \times L . \quad (5.25)$$

Les performances en synchronisation présentées par la figure 5.33 sont valables pour l’ensemble des débits couverts par la reconfigurabilité du récepteur proposé, car elles sont indépendantes du débit lié à  $T_c$  et  $M^*_{T_c}$ , elles ne dépendent que de  $L$  et  $T_i$ .

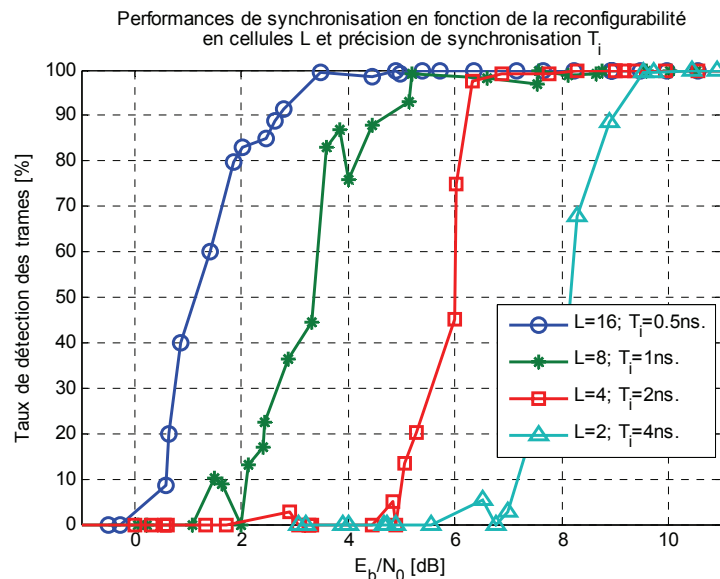


Figure 5.33 – Illustration de l’impact reconfigurabilité en précision de synchronisation  $T_i$  et en nombre de cellules  $L$  sur les performances en synchronisation.

La figure 5.33 montre que les quatre combinaisons  $\{L, T_i\}$  possibles offrent quatre niveaux de taux de détection distincts. Plus le nombre de cellules est grand et plus la durée d’une cellule est petite, plus le taux de détection des trames atteint 100 % rapidement, c’est-à-dire pour un  $E_b/N_0$  faible. Le taux de 100 % de détection des paquets est atteint pour un  $E_b/N_0$  de -3 dB pour  $L = 16$  cellules et  $T_i = 0,5$  ns, pour un  $E_b/N_0$  de -1 dB pour  $L = 8$  cellules et  $T_i = 1$  ns, pour un  $E_b/N_0$  de 0 dB pour  $L = 4$  cellules et  $T_i = 2$  ns, et pour un  $E_b/N_0$  de 3 dB pour  $L = 2$  cellules et  $T_i = 4$  ns. Ainsi la reconfigurabilité du couple  $\{L, T_i\}$  apporte une reconfigurabilité de 6 dB sur les performances en synchronisation. Le récepteur reconfigurable proposé peut en utilisant 2 bits en entrées, pour obtenir quatre valeurs reconfigurables du paramètre  $M^*_{T_i}$ , offrir une gamme de reconfigurabilité de 6 dB sur les performances de synchronisation.

Cette reconfigurabilité a deux conséquences. Elles seront illustrées par la suite en évoquant l’impact de la reconfigurabilité sur le bilan de liaison et sur la puissance consommée par le récepteur.



Le récepteur proposé peut ainsi adapter son fonctionnement aux besoins de l'application et de son environnement. Ainsi en fonction de l'énergie disponible à l'entrée du récepteur, il est possible d'ajuster  $M^*_{Ti}$  pour offrir la meilleure synchronisation au meilleur coût. En effet, l'utilisation de la synchronisation la plus fine ( $T_i = 0,5$  ns et  $L = 16$  cellules) a un coût en consommation comme exposé dans la partie 5.4.4.

### 5.4.3 – Mesures des performances en démodulation

L'évaluation des performances de la démodulation se fait en comparant les bits émis et reçus des trames détectées. Ainsi les performances de l'étage de synchronisation n'entrent pas en jeu ici. Pour chaque valeur d' $E_b/N_0$ , 500 trames sont émises contenant 50 bits ( $L_{SFD} = 18$  bits et  $L_{utile} = 32$  bits). Comme pour l'évaluation de la synchronisation, deux études sont menées : la première pour évaluer le gain sur le taux d'erreur binaire apporté par la procédure de vote par rapport aux techniques classiques, la seconde pour illustrer l'impact de la reconfigurabilité sur les performances en BER. Les mesures sont toujours réalisées dans un canal multi trajets.

#### 5.4.3.1 – Evaluation des performances de la procédure de vote

Les implémentations P, REF1, REF2, REF3, et REF4 sont donc utilisées pour évaluer le gain apporté par notre proposition de procédure de vote qui combine les multi trajets ayant détecté le SFD. La figure 5.34 expose le taux d'erreur binaire mesuré (BER) en fonction de l'énergie par bit sur la densité de bruit disponible à l'entrée de la bande de base numérique ( $E_b/N_0$ ) pour chacune des implémentations.

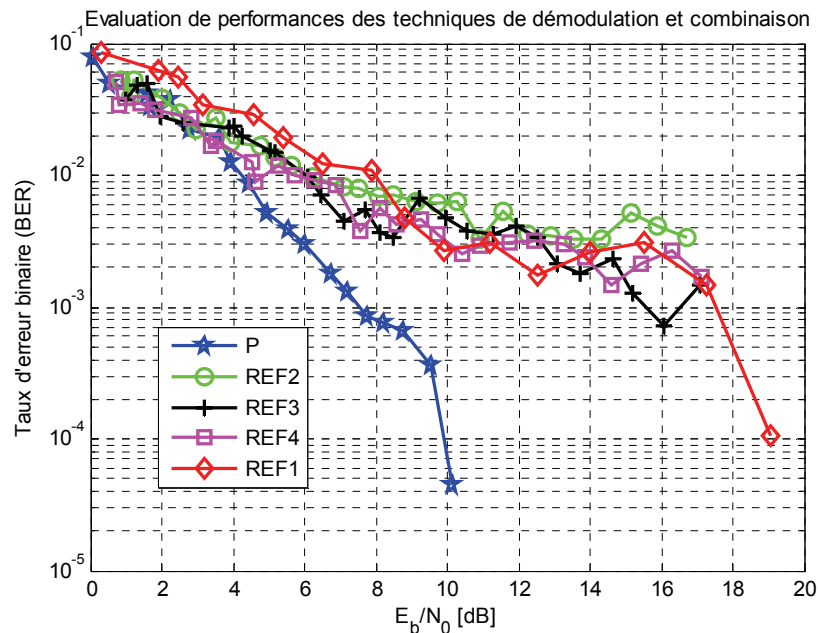


Figure 5.34 – Comparaison des différentes implémentations sur les performances en démodulation binaire.

Les résultats de mesures de la figure 5.34 montrent que l'implémentation P offre le BER le plus faible. L'implémentation P qui combine les multi trajets via la procédure de vote offre un gain de 9 dB pour un BER de  $10^{-4}$  par rapport à REF1. REF2, REF3, REF4 qui offrent au mieux un BER de  $10^{-3}$ . Ceci s'explique par le fait que REF2, REF3 et REF4 sélectionnent uniquement un trajet parmi les trajets synchronisés. Seule une portion de l'énergie disponible est donc utilisée expliquant ainsi la dégradation de performance par rapport à P qui combine toutes les portions du signal où le SNR est suffisamment élevé pour assurer une démodulation sans erreur d'au moins  $L_{SFD}$  bits. P profite de la diversité apportée par les multi trajets alors que les autres implémentations sélectionnent un trajet.

Ces résultats montrent que la procédure de vote proposée dans ce manuscrit permet d'améliorer les performances en démodulation du récepteur IR-UWB par rapport aux techniques classiques de l'état de l'art.

### 5.4.3.2 – Evaluation de l’impact de la reconfigurabilité

L’impact de la reconfigurabilité par paramètre du couple  $\{L, T_i\}$  est illustré ici, sur les performances en démodulation binaires. Pour deux bits en entrée,  $M_{T_i}^*$  peut prendre quatre valeurs distinctes. Le couple  $\{L, T_i\}$  a donc quatre valeurs différentes :  $L = 16$  cellules et  $T_i = 0,5$  ns,  $L = 8$  cellules et  $T_i = 1$  ns,  $L = 4$  cellules et  $T_i = 2$  ns, et  $L = 2$  cellules et  $T_i = 4$  ns. La figure 5.35 illustre la reconfigurabilité sur le BER via  $M_{T_i}^*$  grâce à des résultats de mesures.

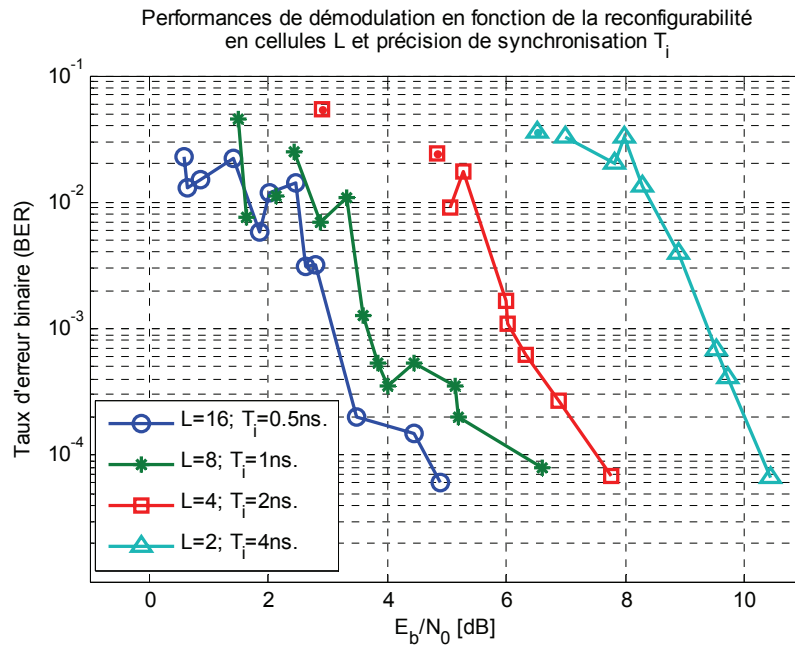


Figure 5.35 - Illustration de l’impact reconfigurabilité en précision de synchronisation  $T_i$  et en nombre de cellules  $L$  sur les performances en démodulation (BER).

Le BER minimum est de  $1/L_{SFD}$  car le BER ne peut être évalué uniquement sur les trames détectées. Or une trame détectée est une trame pour laquelle le récepteur a démodulé sans erreur les  $L_{SFD}$  bits du SFD. Le BER présenté par la courbe 5.35 ne peut être supérieur à  $1/L_{SFD}$ , soit ici  $1/18 = 5,5 \cdot 10^{-2}$ .

La figure 5.35 montre que la reconfigurabilité sur le paramètre  $M_{T_i}^*$  implique une marge de 6 dB d’ $E_b/N_0$  pour un BER de  $6 \cdot 10^{-5}$  entre la meilleure configuration  $L = 16$  et  $T_i = 0,5$  ns et la pire  $L = 2$  et  $T_i = 4$  ns.

Le paramètre  $M_N^*$  joue également sur le BER puisqu’il détermine le nombre d’impulsions par bit. Plus  $N$  est grand, plus le BER est faible. Ce phénomène est déjà connu et présenté dans [38], c’est pourquoi il n’est pas illustré ici mais on évaluera son intérêt dans le bilan de liaison.

### 5.4.4 – Mesures de la consommation

La reconfigurabilité sur le paramètre  $M_{T_i}^*$  implique une reconfiguration sur le BER et les performances en synchronisation mais aussi sur la puissance consommée. En effet, la variation de  $M_{T_i}^*$  implique une variation du nombre de cellules évaluées en parallèle. La taille du circuit, utilisant de l’énergie pour commuter, dépend fortement de  $M_{T_i}^*$  et de  $L$ . La figure 5.36 présente la puissance dynamique consommée par la bande de base numérique reconfigurable IR-UWB de réception.

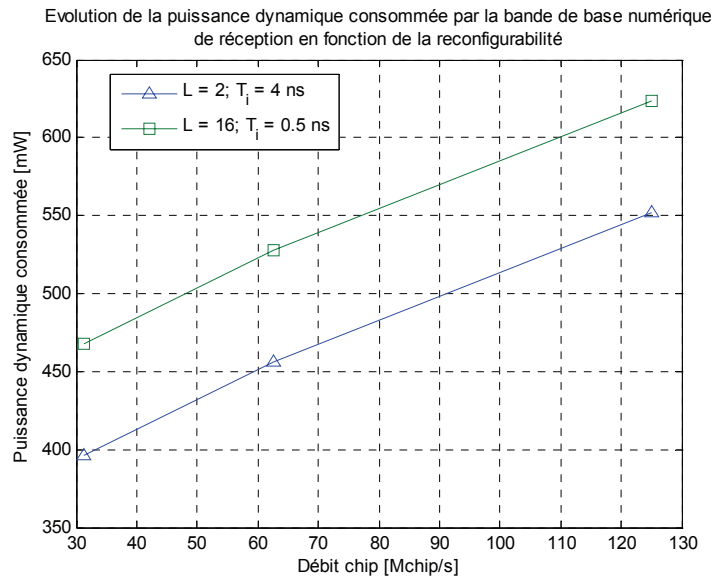


Figure 5.36 – Impact de la reconfigurabilité en synchronisation, débit et nombre de cellules sur la puissance dynamique consommée par la bande de base numérique de réception.

La figure 5.36 montre que la consommation dynamique du récepteur se situe entre 396 et 624 mW. La bande de base numérique du récepteur consomme donc plus que celle de l'émetteur. Ce résultat est attendu compte tenu de la complexité supérieure du récepteur. La figure de mérite couramment utilisée dans la littérature, l'énergie par bit, s'étend alors entre 4,41 et 14,9 nJ/pulse. La figure 5.36 montre que l'augmentation du nombre de cellules ( $L = 16$  et  $T_i = 0,5$  ns) implique une consommation dynamique accrue, ce qui était attendu compte tenu de l'augmentation de la partie active du circuit associée. L'augmentation du nombre de cellules permet donc d'améliorer les performances en synchronisation et démodulation mais a un coût en consommation de 72 mW par rapport à la configuration la moins performante en BER et synchronisation :  $L = 2$  cellules. La figure 5.36 montre également que la consommation dynamique augmente avec l'élévation du rythme chip, ce qui est attendu compte tenu de la dépendance de la consommation avec la fréquence du circuit (cf. équation (4.9) du chapitre 4). L'implémentation du circuit IR-UWB reconfigurable proposé a sa fréquence de fonctionnement linéairement liée au rythme chip.

Pour réduire la consommation de façon drastique, il est nécessaire d'envisager l'utilisation du mécanisme de *clock gating* [162]. Ce dernier permet de limiter la consommation au courant de fuite dans les parties du circuit désactivées. Dans notre architecture parallèle de récepteur, la désactivation des doigts non synchronisés après le SFD, permettrait de réduire fortement la consommation. Cette amélioration constitue la prochaine étape de développement de la bande de base numérique de réception.

L'ensemble de ces résultats de mesures montre l'intérêt de la reconfigurabilité pour que l'émetteur-récepteur s'adapte aux besoins de l'application, aux contraintes de l'environnement et aux ressources énergétiques. Par exemple considérons que l'énergie disponible au récepteur soit de 5 dB d' $E_b/N_0$ , que le BER requis par l'application est de  $10^{-4}$  et que la synchronisation requise soit de 100%, il est alors trop coûteux en énergie d'utiliser la configuration à  $L = 16$  cellules, alors que celle à  $L = 2$  cellules permet de répondre aux besoins de l'application tout en diminuant la puissance consommée et en maximisant ainsi la durée de vie (autonomie énergétique) du système. La reconfigurabilité permet de répondre aux besoins de l'application au meilleur coût et dynamiquement dans le temps. Le récepteur proposé répond parfaitement aux besoins des réseaux de microsystemes communicants puisque la reconfigurabilité proposée permet de couvrir la large gamme de besoins requis par les applications tout en respectant la contrainte consommation faible. De plus, le débit atteint est le plus élevé de l'état de l'art des récepteurs IR-UWB reconfigurable, à la connaissance de l'auteur.

### 5.4.5 – Bilan de liaison et reconfigurabilité

Plusieurs bilans de liaison sont exposés dans le tableau 5.3. Les scénarii diffèrent principalement par la bande de fréquence (3-10 GHz ou 60 GHz), la distance émetteur-récepteur, le débit, et la largeur de bande.

L'outil bilan de liaison permet d'avoir une vue système de l'ensemble de la liaison : émetteur, canal et récepteur. Il est souvent utilisé pour évaluer la portée de la communication, ainsi que les performances possibles ou encore pour le dimensionnement du système.

Tableau 5.3 – Applications numériques de bilan de liaison pour quatre scénarios IR-UWB entre 3 et 10 GHz, à 60 GHz, et en configuration LOS ou NLOS.

Description	Notation	Scénario				Unité
		UWB 3-10 GHz Residential LOS	UWB 3-10 GHz Residential NLOS	UWB 60 GHz Residential LOS	UWB 60 GHz Residential NLOS	
<b>Emetteur</b>						
Bande occupée	Be	1500.00	1500.00	1500.00	1500.00	MHz
Puissance fournie à l'antenne	Pe	-15.00	-15.00	8.00	8.00	dBm
Gain de l'antenne	Ge	5.00	5.00	10.00	10.00	dB
PIRE moyenne émetteur	PIRE	-10.00	-10.00	18.00	18.00	dBm
PIRE moyenne limite réglementation (-41.3dBm/MHz)	PIRE <sub>lim</sub>	-9.54	-9.54	40.00	40.00	dBm
<b>Canal</b>						
Distance émetteur récepteur	d	10.00	10.00	10.00	10.00	m
Pertes à d=1m	PL <sub>0</sub>	43.90	48.70	68.00	68.00	dB
Pathloss exponent	n	1.79	4.58	1.80	3.74	
Perte par propagation	PL	61.80	94.50	86.00	105.40	dB
<b>Récepteur</b>						
Gain de l'antenne	Gr	5.00	5.00	10.00	10.00	dB
Puissance reçue	Pr	-66.80	-99.50	-58.00	-77.40	
Température	T	300.00	300.00	300.00	300.00	K
Densité de bruit	N <sub>0</sub>	4.14E-21	4.14E-21	4.14E-21	4.14E-21	W/Hz
Bande récepteur	Br	2000.00	2000.00	2000.00	2000.00	MHz
Puissance du bruit	P <sub>bruit</sub>	-80.82	-80.82	-80.82	-80.82	dBm
Facteur de bruit	NF	4.00	4.00	7.00	7.00	dB
Marge fading	M <sub>fading</sub>	5.00	5.00	3.25	3.25	dB
Pertes d'implémentation	IL	5.00	5.00	5.00	5.00	dB
Gain de traitement	PG	0.00	0.00	0.00	0.00	dB
Rapport signal à bruit	SNR	0.02	-32.68	7.56	-11.84	dB
Débit	D	125.00	125.00	125.00	125.00	Mbits/s
Rapport énergie par bit sur densité de bruit	E <sub>b</sub> /N <sub>0 disponible</sub>	12.06	-20.64	19.61	0.21	dB
<b>Performances</b>						
Rapport énergie par bit sur densité de bruit requis (BER@6.10 <sup>-5</sup> )	E <sub>b</sub> /N <sub>0 requis</sub>	5.00	5.00	5.00	5.00	dB
Marge disponible M	M	7.06	-25.64	14.61	-4.79	dB

Le tableau 5.3 montre qu'une liaison à 125 Mbits/s sur 10 m en IR-UWB est possible à 60 GHz et entre 3 et 10 GHz pour des configurations LOS. Les scénarios NLOS ont des pertes de propagations trop élevées pour assurer un BER de 6.10<sup>-5</sup>. Les applications numériques du tableau 5.3 utilisent la bande de base numérique proposée (chapitre 4 et 5) et suivent les équations suivantes ainsi que les modèles de propagation de canaux UWB présentés dans le chapitre 2 :

$$M = \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{disponible} - \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{requis}, \quad (5.26)$$

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{disponible} = PIRE + G_{ant\_rec} - PL(d) - 10 \log_{10}(D) - 10 \log_{10}(kT) - NF - M_{fading} - IL + PG, \quad (5.27)$$

où  $M$  est la marge disponible au niveau du récepteur, tant que  $M$  est positif la liaison est viable ;  $E_b/N_{0disponible}$  est le rapport énergie par bit sur la densité de bruit disponible à l'entrée du récepteur ;  $E_b/N_{0requis}$  est le rapport énergie par bit sur la densité de bruit requis à l'entrée du récepteur pour assurer un taux d'erreur binaire satisfaisant l'application considérée ;  $PIRE$  est la puissance isotrope rayonnée équivalente tenant compte de la puissance fournie à l'antenne et de son gain à l'émission ;  $G_{ant\_rec}$  est le gain de l'antenne de réception ;  $PL(d)$  la perte par propagation due au canal sur une distance  $d$  ;  $D$  est le débit ;  $k$  est la constante de Boltzmann ;  $T$  est la température en Kelvin ;  $NF$  est le facteur de bruit ;  $M_{fading}$  est la marge nécessaire à prendre pour résister aux évanouissements causés par la propagation multi trajets ;  $IL$  les pertes d'implémentations ; et  $PG$  le gain de traitement apporté par l'étalement de spectre. Plus la marge disponible  $M$  est importante, plus la liaison est robuste aux évolutions du canal radio. En effet, il est possible dans les environnements mobiles que les pertes de propagation du canal évoluent à cause d'une rupture du trajet direct par exemple induite par un obstacle.

Les équations 5.26 et 5.27 montrent que la reconfigurabilité, aussi bien à l'émission qu'en réception, peut se traduire en dB disponibles. Par exemple, à l'émission, la reconfigurabilité en PIRE présentée au chapitre 4 offre 42 dB d'ajustement. La reconfigurabilité en débit, de 4 à 125 Mbits/s offre 15 dB, alors que la reconfigurabilité en synchronisation et démodulation offre 6 dB d'ajustement. Ces 63 dB d'ajustement peuvent être réutilisés afin de répondre aux besoins de l'application et du scénario. Par exemple, la portée radio peut être accrue ou la liaison peut viser un BER plus faible. Il est également possible de réduire la PIRE et donc la puissance consommée. En effet, les meilleures performances pour l'émetteur (débit max et PIRE max) ou le récepteur (débit max, synchronisation fine, démodulation performante) sont gourmandes en puissance consommée. La gamme de dB disponible via la reconfigurabilité permet de répondre aux contraintes du scénario, aux besoins de l'application, aux spécificités du canal, et de la réglementation au meilleur coût et à tout instant.

## 5.4.6 – Comparaison avec l'état de l'art des récepteurs IR-UWB reconfigurables

Les performances du récepteur IR-UWB BPSK S-Rake reconfigurable proposé dans ce manuscrit sont résumées par le tableau 5.4. Ces performances sont obtenues pour une implémentation sur le plus petit FPGA Virtex4 de Xilinx (virtex4vlx15-10sf363) et pour un CAN opérant à 2 Géchs/s. Les performances présentées dépendent très fortement des composants utilisés. Un CAN plus rapide permettrait d'améliorer les performances en synchronisation et débit. Un FPGA plus important permettrait d'étendre la gamme de reconfigurabilités de l'ensemble des caractéristiques du récepteur (par exemple : débit, nombre de doigts, gain de traitement). La gamme de reconfigurabilités est aussi fonction du nombre de bits utilisés en entrée pour les paramètres reconfigurables. Trois paramètres reconfigurables, utilisant chacun 2 bits, sont mis en œuvre :  $M_{Tc}^*$  reconfigure la durée d'un chip,  $M_N^*$  reconfigure le gain de traitement et  $M_{Ti}^*$  reconfigure la durée d'une cellule et la précision de synchronisation. 48 modes de configurations sont possibles. Ils couvrent les performances du tableau 5.4.

Tableau 5.4 – Résumé des performances de la bande de base numérique IR-UWB BPSK S-Rake reconfigurable proposée pour un CAN à 2GSPS, un FPGA Virtex4vlx15-10sf363, et 6 bits de paramètres reconfigurables.

Gamme de reconfigurabilité	Ce travail	
	Min	Max
Durée chip : $T_c$ [ns]	8	32
Rythme impulsion [Mpulse/s]	31,25	125
Gain de traitement [impulsion/bit]	1	8
Débit binaire [Mbits/s]	3,91	125
Précision de synchronisation [ns]	0,5	4
Nombre de doigts	2	64
$E_s/N_0$ requis pour 90% de taux de détection	-3,5	3
$E_s/N_0$ requis pour un BER de 10 <sup>-4</sup>	-1,5	4,5
Consommation dynamique [mW]	396	624
Energie par impulsion [nJ/pulse]	4,4	14,9

Cette reconfigurabilité, véritable atout pour une interface radio adaptée aux réseaux de microsystemes communicants, est facilitée par le trainement du signal dans le domaine temporel d'IR-UWB. L'utilisation de la technique de reconfigurabilité par paramètres permet de couvrir une très large gamme de reconfigurabilités. En plus des propriétés reconfigurables exposées dans le tableau 5.4, le récepteur est reconfigurable indirectement en portée radio.

L'état de l'art des récepteurs reconfigurables consiste en quelques références [120] [163] [166] [167] [168] [169] [170] [171] [227] [228]. Notre proposition se distingue par la vaste gamme de reconfigurabilités proposée. Il s'agit d'un récepteur reconfigurable multi propriétés. Le débit atteint est également le plus important, à notre connaissance, de l'état de l'art des récepteurs IR-UWB reconfigurables. Voici un tour d'horizon des travaux de l'état de l'art.

[228] présente un récepteur IR-UWB reconfigurable en nombre de corrélateurs utilisés pour l'acquisition et reconfigurable en puissance consommée. [167] présente les résultats de simulations associés qui montrent la faisabilité d'une telle reconfigurabilité en consommation et en performance de synchronisation.

---

[227] propose un récepteur IR-UWB à 19 et 39 Mpulses/s offrant une large gamme de reconfigurabilité en synchronisation, puissance consommée, gain de traitement (jusqu'à 64 impulsions/bit), et débit. Avec la référence [171], il s'agit du récepteur dont les performances s'approchent le plus du récepteur proposé. Son point fort est son implémentation ASIC CMOS 130 nm qui lui confère une faible consommation.

Les travaux [120] [169] et [170] proposent une implémentation CMOS d'un récepteur IR-UWB reconfigurable jusqu'à 30 Mbits/s. En plus du débit, la reconfigurabilité proposée couvre les caractéristiques suivantes : bande occupée, et type de modulation.

La référence [168] propose une implémentation FPGA d'un émetteur-récepteur IR-UWB en débit et modulation. Le débit maximal est de 100 Mbits/s.

Notre proposition de récepteur IR-UWB reconfigurable est originale pour plusieurs raisons : la vaste gamme de reconfigurabilités couverte, la technique de synchronisation directement au niveau trame, la combinaison des multi trajets synchronisés au niveau bit par une procédure de vote. Ces innovations permettent une implémentation simple et peu coûteuse adaptée à notre contexte des réseaux de microsystemes communicants. L'approche proposée basée sur l'utilisation de la reconfigurabilité par paramètres et un traitement du signal uniquement dans le domaine temporel a été validée une première fois au niveau de l'émetteur dans le chapitre 4. Les résultats du chapitre 5 confirment ses performances et son adéquation avec le contexte et les contraintes de l'étude.

Les résultats de mesures ont également montré que la technique de synchronisation proposée basée sur une recherche parallèle sur  $L_r$  corrélateurs du SFD de début de trame permet d'améliorer les performances en synchronisation par rapport aux implémentations de recherche parallèle de l'état de l'art utilisant un préambule [169] [174] [193] [194] [195]. L'implémentation de notre proposition de synchronisation montre également une réduction de la consommation, de la taille et du chemin critique du circuit. Cette implémentation s'adapte parfaitement aux réseaux à haut débit puisque le MAT obtenu est très faible et le coût de la synchronisation sur le débit utile est réduit. Les résultats de mesures montrent également que la procédure de vote utilisée pour combiner les multi trajets synchronisés au niveau bit améliore le taux d'erreur binaire. L'utilisation du gain de traitement aboutit à une combinaison des multi trajets au sein d'une même impulsion et également entre plusieurs impulsions successives. Les performances en démodulation (BER) s'en trouvent améliorées.

## 5.5 - Conclusion

Ce chapitre 5 propose une implémentation originale d'une bande de base numérique reconfigurable IR-UWB BPSK S-Rake qui s'inscrit dans l'architecture système basée sur une implémentation mixte à 60 GHz ou entre 3 et 10 GHz présentée dans le chapitre 3. L'étude du chapitre 3 et le cadre de l'étude, les réseaux de microsystèmes communicants, ont spécifié les contraintes du système de communications : simplicité, faible consommation, faible coût, faible encombrement, haut débit et reconfigurabilité. Le chapitre 4 était dédié à la présentation de la bande de base numérique de l'émetteur reconfigurable IR-UWB BPSK associé au récepteur proposé dans le chapitre 5.

Ce chapitre présente un état de l'art complet détaillant les solutions techniques possibles pour répondre aux challenges associés à l'estimation du canal, la synchronisation, la démodulation Rake, la sélection des meilleurs multi trajets, la combinaison des multi trajets ainsi que la décision binaire de signaux IR-UWB. La bande de base numérique proposée utilisant un CAN à 2 GSPS de 8 bits et un FPGA Virtex4vlx15-10sf363 de Xilinx utilise une solution originale pour répondre à ces points bloquants tout en assurant le respect des contraintes du contexte des réseaux de microsystèmes communicants. La proposition consiste en un récepteur IR-UWB reconfigurable S-Rake à synchronisation par recherche parallèle directement au niveau trame, à démodulation cohérente combinant via une procédure de vote au niveau bits les doigts synchronisés répondant à un *hit set* sur critère de  $BER = 1 / L_{SFD}$ .

L'originalité du récepteur réside en plusieurs points. Premièrement, l'utilisation, comme pour l'émetteur, de la reconfigurabilité par paramètres permet de couvrir la plus large gamme de reconfigurabilité multi propriétés de l'état de l'art [120] [163] [166] [167] [168] [169] [170] [171] [227] [228].

Deuxièmement, l'utilisation d'une acquisition du timing directement au niveau trame, et non plus en trois étapes (niveau impulsion puis bit puis trame), permet de réduire la complexité du circuit et sa taille, et supprimer le besoin d'un préambule. La trame émise ne contient alors qu'un champ SFD et un champ de données utiles. La décision est menée en parallèle sur les  $L_r$  cellules, ou doigts, du récepteur, très tôt dans le récepteur, afin de réduire la largeur des bus de données à manipuler. Les fonctionnalités, qui suivent cette première étape, manipulent donc  $L_r$  flux de donnée binaire (bits) puisque la décision est déjà faite. La décision binaire précède donc la synchronisation.

Troisièmement, l'utilisation d'une technique de synchronisation via  $L_r$  corrélateurs SFD qui recherchent en parallèle sur les  $L_r$  doigts la séquence de SFD permettant d'atteindre la synchronisation au niveau trame directement. Si le SFD est détecté, alors la synchronisation est atteinte en même temps au niveau impulsion, bit et trame.

Quatrièmement, l'estimation du canal et la sélection des doigts à combiner pour le S-Rake se fait en utilisant des critères à haut niveau. Ces deux fonctionnalités se basent sur l'évaluation de chacun des  $L_r$  doigts en terme de synchronisation niveau trame, performance en BER, retard et phase, et non en niveau de puissance et retard comme le propose généralement l'état de l'art.

Cinquièmement l'utilisation d'une procédure de vote pour combiner les multi trajets synchronisés niveau trame et assurant un BER inférieur à  $1/L_{SFD}$  permet d'améliorer le BER tout en assurant une implémentation simple et respectueuse des contraintes du contexte de l'étude. Cette combinaison se fait au niveau bit et non en puissance comme le propose généralement l'état de l'art. La combinaison se fait entre multi trajets d'une même impulsion et entre multi trajets de plusieurs impulsions, afin de profiter le plus possible des portions de signal où le SNR est suffisamment élevé. Cette approche permet d'atteindre des BER faibles à faible coût.

Le récepteur proposé atteint les performances suivantes pour une implémentation en VHDL sur un Virtex4vlx15-10sf363 et un CAN à 2 GSPS et 6 bits pour les entrées reconfigurables (le nombre de cellules et la précision de synchronisation  $M_{Ti}^*$ , le gain de traitement  $M_N^*$  et la durée d'un chip  $M_{Tc}^*$ ) :

- durée d'un chip de 8 à 32 ns
- gain de traitement de 1 à 8 impulsions/bit
- durée d'un bit de 8 à 256 ns
- débit binaire de 3,9 à 125 Mbits/s
- précision de synchronisation de 0,5 à 4 ns
- nombre de doigts (ou cellules) de 2 à 64
- $E_b/N_0$  requis pour un taux de détection des trames de 90% de -3,5 à 3 dB

- 
- $E_b/N_0$  requis pour un BER de  $1.10^{-4}$  de -1,5 à 4,5 dB
  - puissance dynamique consommée de 396 à 624 mW
  - énergie par impulsion de 4,4 à 14,9 nJ/impulsion

48 configurations différentes sont possibles. La reconfigurabilité en portée radio est induite par les 63 dB de marge disponible via les gammes de reconfigurabilités des paramètres précédents. Cette vaste reconfigurabilité permet d'offrir à l'application une interface radio capable d'opérer au meilleur coût (consommation notamment) à tout instant. Les exigences de l'application en débit, portée, BER, taux de détection, précision de synchronisation sont assurées par la reconfigurabilité du récepteur qui tient en compte en même temps des spécificités du canal et de l'énergie disponible.

L'étude menée au long de ce chapitre 5 a présenté une proposition originale de bande de base numérique de récepteur IR-UWB reconfigurable adaptée aux contraintes des réseaux de microsystemes communicants (faible coût, faible consommation, simplicité, faible encombrement, reconfigurabilité et haut débit) qui s'inscrit dans l'architecture du système de communication présentée au chapitre 3. En effet la bande de base numérique proposée respecte l'implémentation mixte mise en avant pour une utilisation aussi bien entre 3 et 10 GHz qu'à 60 GHz, en mono ou multi bandes, et avec ou sans antennes directives.



## Contributions

Les travaux présentés dans ce chapitre 5 ont mené à plusieurs publications dans des revues et des conférences. Elles correspondent aux publications du chapitre 4. La reconfigurabilité par paramètres pour une implémentation numérique IR-UWB avec un traitement du signal dans le domaine temporel est présentée dans :

- [103] : Electronics Letters, 2010
- [185] : IEEE International Semiconductor Conference, IEEE CAS 2007.
- [25] : IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, IEEE ICECS 2007.
- [39] : Romanian Journal of Information Science and Technology, Journal ROMJIST 2008
- [155] : IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems, IEEE NEWCAS 2007

L'ensemble de ces travaux a été disséminé dans des colloques nationaux :

- [116] : Journée annuelle de l'école doctorale GEET (Génie Electrique Electronique Télécommunications) 2009.
- [143] : Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique 2009.
- [186] : Colloque National du GDR SOC SIP 2009.

---

# Conclusion générale

---

# Conclusion générale

Les travaux de thèse présentés au cours de ce manuscrit s'inscrivent dans le contexte des réseaux de microsystemes communicants. L'objectif de ces travaux est de proposer une interface radio reconfigurable permettant de couvrir la vaste gamme de besoins différents des nombreuses applications des réseaux de microsystemes communicants.

Le chapitre 1 permet de mettre en avant les qualités des technologies radio UWB, aussi bien entre 3 et 10 GHz qu'à 60 GHz, permettant de satisfaire les contraintes de consommation, coût, simplicité, encombrement, débit et reconfigurabilité des réseaux de microsystemes communicants. Le chapitre 1 présente également l'historique, la réglementation et les standards associés aux technologies UWB. Ces dernières sont listées, évaluées et comparées pour déterminer leur viabilité dans le contexte des réseaux de microsystemes communicants. Les technologies UWB s'avèrent être plus adaptées aux contraintes du contexte d'étude, que les techniques classiques à bande étroite comme le Wifi, le Bluetooth, le ZigBee, et le WiMax. Parmi les techniques UWB, l'IR-UWB et le MB-OFDM UWB semblent être les solutions les plus performantes. Ces deux solutions sont à faible consommation, faible coût, faible encombrement, simplicité et ont une excellente capacité à supporter le haut débit. Le MB-OFDM UWB est un peu moins simple que l'IR-UWB, il offre par contre une efficacité spectrale plus élevée et donc un débit plus important. L'IR-UWB consomme moins et peut utiliser son excellente résolution temporelle pour offrir une capacité de localisation. L'IR-UWB, dans sa version multi bandes, permet d'atteindre des débits supérieurs à ceux du MB-OFDM. Le chapitre 1 conclut sur le fait que l'IR-UWB, en mono ou multi bandes, est apte à offrir la faible consommation, le faible coût, la reconfigurabilité, la simplicité, le haut débit, et le faible encombrement requis par les réseaux de microsystemes communicants.

Le chapitre 2 détaille les spécificités de la technologie radio IR-UWB. Les particularités des canaux radio UWB entre 3 et 10 GHz et à 60 GHz sont décrites. L'utilisation d'une très large bande par les systèmes UWB implique un canal sélectif en fréquence avec un fort comportement multi trajets. Les phénomènes de variation de la puissance, à petite et grande échelle, sont présentés, ainsi que la caractérisation des canaux par l'étalement des échos. L'impact des antennes directives est également exposé. Les différents modèles de canaux UWB sont étudiés. Une connaissance du canal UWB est nécessaire afin de mettre en œuvre le système de communication par impulsion permettant de tirer profit au mieux des avantages de la propagation UWB et de compenser ses inconvénients. Le chapitre 2 introduit l'intégralité des modèles mathématiques associés à l'IR-UWB : le canal, l'émission d'impulsions et les techniques de réception. Les modulations de train d'impulsions nécessaires à l'émission d'informations sur le canal UWB sont présentées ainsi que la description de l'étalement de spectre. La réception d'impulsion UWB peut se faire selon trois approches : non cohérente, cohérente et différentiellement cohérente. Le chapitre 2 évalue la complexité et les performances de ces trois techniques de réception pour conclure que les approches cohérentes sont les plus adaptées à notre contexte grâce à leur robustesse. Afin de respecter les contraintes de réseaux de microsystemes communicants, il est nécessaire de proposer une implémentation simple de ces récepteurs cohérents. Les chapitres 4 et 5 sont dédiés à l'implémentation de la bande de base numérique reconfigurable d'émission-réception associée.

Le chapitre 3 traite de l'architecture système de l'interface radio proposée. Une étude conjointe sur la capacité du canal, l'architecture système et les limites dues à l'implémentation est menée. Elle permet de sélectionner l'architecture système la plus adaptée aux réseaux de microsystemes communicants, parmi les architectures possibles construites sur les choix suivants : mono ou multi bandes, entre 3 et 10 GHz ou à 60 GHz, et utilisation d'antennes omnidirectives ou directives. Compte tenu des comportements différents des canaux radio UWB à 60 GHz et entre 3 et 10 GHz et avec ou sans antennes directives, ils doivent être comparés. Les critères utilisés sont : le débit, la consommation et le support de la reconfigurabilité. Pour ce faire une proposition de formulation de la capacité du canal UWB basée sur l'étalement des échos est proposée. Cette formulation tient compte des architectures (mono bande ou multi bandes), de la bande de fréquence utilisée (entre 3 et 10 GHz ou à 60 GHz) et du type d'antenne (omnidirective ou directive). Ces choix de conception impactent directement le canal perçu par le système de communication. Il est donc nécessaire de tenir compte de l'architecture dans la formulation de la capacité du canal. Pour coller à la contrainte de simplicité du contexte d'étude, la capacité du canal est énoncée pour une absence d'interférence inter symbole. Cette hypothèse permet de s'affranchir des mécanismes coûteux en réception comme l'égalisation. L'architecture MB-IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives permet d'atteindre le débit le plus élevé, car elle repousse l'asymptote due à l'étalement des échos. L'utilisation du

---

multi bande permet d'améliorer fortement le débit. Sur les critères de coût, complexité, encombrement, consommation et débit c'est cette architecture qui est la plus performante. Pour valider ce choix, une étude sur les implémentations est proposée afin de tenir compte des limitations matérielles. Parmi les trois implémentations possibles, analogique, numérique et mixte, l'implémentation mixte est la plus appropriée. Elle offre le meilleur compromis débit-consommation-reconfigurabilité, tout en étant implémentable en CMOS. C'est aussi la difficulté d'obtenir des convertisseurs adaptés à l'UWB qui impose ce type d'implémentation. Pour optimiser l'architecture MB-IR-UWB à 60 GHz avec des antennes directives à implémentations mixte, une approche originale de dimensionnement, sous forme de problème d'optimisation, est faite. Cette dernière propose de tenir compte des contraintes matérielles, du canal, de la réglementation, de l'environnement, de la consommation et des critères de performances pour déterminer le nombre de sous bande et leur largeur permettant de maximiser le débit d'un système de communication MB-IR-UWB à implémentation mixte. En utilisant cette approche d'optimisation, l'implémentation mixte MB-IR-UWB à 60 GHz avec antennes directives proposée atteint des débits allant jusqu'à 6,4 Gbits/s. Pour satisfaire pleinement les besoins des réseaux de microsysteme communicants, il reste à ajouter à cette architecture de système de communication, la capacité de reconfigurabilité. Cette dernière est implémentée dans la bande de base numérique d'émission et de réception comme présenté dans les chapitres 4 et 5.

Le chapitre 4 présente la bande de base numérique d'émission IR-UWB reconfigurable. Elle est en charge de la modulation du train d'impulsions en BPSK, du gain de traitement, de la génération d'impulsion et de la gestion de la reconfigurabilité. En plus de ces fonctionnalités de traitement du signal IR-UWB, la bande de base gère également le convertisseur numérique analogique ultra rapide permettant la génération de signaux à impulsion large bande. La conception de cette proposition de bande de base est décrite. Elle repose sur une implémentation VHDL massivement parallèle sur FPGA ou ASIC. L'émetteur en IR-UWB est très simple. Un traitement uniquement dans le domaine temporel est possible. L'implémentation de la reconfigurabilité par paramètre permet d'offrir une gamme de reconfigurabilité très large surpassant celles proposées dans l'état de l'art. Le débit offert par cet émetteur reconfigurable est également le plus élevé des émetteurs reconfigurables de l'état de l'art. Des implémentations ASIC et FPGA sont utilisées pour valider par la mesure la viabilité de la proposition dans le contexte des réseaux de microsystemes communicants ainsi que dans le cadre de l'architecture système proposée au chapitre 3. Des démonstrateurs mono bande, multi bandes, à 60 GHz et entre 3 et 10 GHz sont proposés pour valider notre proposition. Ces démonstrateurs constituent des nouveautés au regard de l'état de l'art. En effet, il s'agit du premier émetteur MB-IR-UWB reconfigurable, ainsi que du premier émetteur IR-UWB mono bande reconfigurable à 60 GHz.

Le chapitre 5 est le pendant du 4 mais pour le récepteur. La bande de base numérique de réception est en charge de la démodulation, de l'acquisition du train d'impulsions, de l'estimation du canal, de la synchronisation, de la combinaison des multi trajets et de la reconfigurabilité. Le récepteur est plus complexe que l'émetteur. Il limitera donc les performances de l'ensemble émetteur-récepteur. Un récepteur cohérent IR-UWB S-Rake BPSK reconfigurable est proposé. Cette proposition est orientée faible complexité, faible consommation et reconfigurabilité. L'ensemble du récepteur est basée sur une synchronisation et démodulation conjointe suivie d'une combinaison des multi trajets synchronisés par une procédure de vote. L'implémentation VHDL présentée, et basée une nouvelle fois sur une parallélisation intensive, contient plusieurs originalités. La première réside dans la gamme de reconfigurabilité offerte par l'utilisation d'une implémentation numérique, de paramètres reconfigurables et du traitement du signal dans le domaine temporel. Le procédé de synchronisation proposé se distingue par l'utilisation d'une décision binaire, sur chaque multi trajets, placée très tôt dans le récepteur. Cette synchronisation utilise une recherche parallèle au niveau trame directement. Elle diffère donc des techniques de l'état de l'art qui recherchent la synchronisation en trois temps : au niveau impulsion, puis bit et enfin trame. L'estimation du canal se fait en retard, phase, BER et synchronisation. Les meilleurs trajets sur les critères de synchronisation et BER sont combinés à haut niveau par une approche originale de vote. Cette procédure simple s'affranchit d'une combinaison des multi trajets en puissance comme utilisée dans l'état de l'art. Cette proposition innovante de récepteur est validée par des résultats de mesures qui montrent que les performances atteintes en BER et synchronisation améliorent l'état de l'art tout en respectant les contraintes de coût, complexité, encombrement, faible consommation, débit et reconfigurabilité du contexte des réseaux de microsystemes communicants. En considérant l'ensemble émetteur-récepteur au niveau bande de base numérique, les performances reconfigurables atteignables sont :

- amplitude de l'impulsion : 32 mV, 65 mV, 125 mV et 250 mV
- durée de l'impulsion : 1 ns, 2 ns, 3 ns et 4 ns

- bande occupée à la sortie de la bande de base à -10 dB : 750 MHz, 375 MHz, 250 MHz, 187 MHz
- densité spectrale de puissance entre -18 dBm/MHz et -60 dBm/MHz
- durée d'un chip : 8 ns, 16 ns, 32 ns, et 64 ns
- gain de traitement : 1, 2, 4 et 8 impulsions/bit
- durée d'un bit : 8 ns, 16 ns, 32 ns, 64 ns, 128 ns, 256 ns, et 512 ns
- débit binaire : 1,95 Mbits/s, 3,9 Mbits/s, 7,81 Mbits/s, 15,625 Mbits/s, 31,25 Mbits/s, 62,5 Mbits/s et 125 Mbits/s
- rapport cyclique : 1,5 %, 3,125 %, 6,25 %, 12,5 %, 25 % et 50 %
- étalement des échos supporté : 4 ns, 5 ns, 6 ns, 7 ns, 14 ns, 15 ns, 16 ns, 17ns, 28 ns, 29 ns, 30 ns, 31 ns, 60 ns, 61 ns, 62 ns et 63 ns
- puissance consommée par l'émetteur entre 49,5 et 539 mW
- énergie par bit consommée par l'émetteur entre 1 et 8 nJ/bit
- précision de synchronisation de 0,5 à 4 ns
- nombre de doigts (ou cellules) de 2 à 64
- $E_b/N_0$  requis pour un taux de détection des trames de 90% de -3,5 à 3 dB
- $E_b/N_0$  requis pour un BER de  $1.10^{-4}$  de -1,5 à 4,5 dB
- puissance dynamique consommée par le récepteur de 396 à 624 mW
- énergie par impulsion du récepteur de 4,4 à 14,9 nJ/impulsion.

Les résultats marquants de ces travaux de thèse résident dans la proposition architecture d'interface radio reconfigurable MB-IR-UWB à 60 GHz avec antenne directive à implémentation mixte pour les réseaux de microsystemes communicants. Le dimensionnement optimal de ce système (en nombre et largeur de sous bande) en utilisant la capacité du canal, l'architecture, l'environnement, la réglementation, les contraintes applicatives constitue également une proposition originale. L'implémentation de la reconfigurabilité par paramètre dans un émetteur-récepteur IR-UWB permet d'atteindre une vaste gamme de reconfigurabilités. Enfin la technique de réception proposée se différencie des solutions de l'état de l'art grâce à l'utilisation de nouvelles techniques de synchronisation, combinaison des multi trajets, estimation du canal et sélection des meilleurs trajets.

Concernant les perspectives rapprochant du système de communication IR-UWB complet intégré en CMOS sur substrat souple, les travaux menés au LAAS, conjointement à ces travaux de thèse, sur la tête RF à 60 GHz et la couche MAC, permettront d'atteindre cet objectif. La bande de base numérique proposée peut subir quelques améliorations notamment au niveau de l'optimisation de la puissance consommée par le récepteur, ou sur la taille occupée. Une implémentation ASIC complète du récepteur est également nécessaire. Un développement de capacité de localisation serait également un avantage indéniable pour bon nombre d'applications. Ces améliorations permettraient d'obtenir un système de communication reconfigurable sur puce complètement intégré qui faciliterait son déploiement dans un grand nombre d'applications comme le médical, la sécurité civile, les réseaux de capteurs, les applications multimédia, les réseaux de contrôle temps réel, les applications de communications, ou encore les applications militaires. Ces travaux de thèses montrent qu'il est possible d'obtenir une interface radio reconfigurable couvrant un très grand nombre de besoins applicatifs. Cet aspect rend ainsi envisageable un déploiement ubiquitaire de cette interface radio reconfigurable à bas coût, faible consommation, et faible encombrement. La capacité de reconfigurabilité démontrée par ces travaux de thèse montre également que la proposition d'interface radio IR-UWB reconfigurable est un véritable candidat à la radio cognitive. Ceci lui confère un atout supplémentaire pour envisager un déploiement massif.

En conclusion ces travaux de thèse ont permis de proposer, concevoir, dimensionner, optimiser, implémenter et mesurer une solution viable d'interface radio IR-UWB reconfigurable adaptée aux besoins des réseaux de microsystemes communicants.

# Bibliographie

- [1] G. R. Aiello et G. D. Rogerson, “Ultra-wideband wireless systems”, IEEE Microwave magazine, vol. 4, n° 2, pp. 36-47 Juin 2003.
- [2] E. H. Armstrong, “A method of reducing disturbances in radio signaling by a system of frequency modulation”, IEEE Proceedings of the Institute of Radio Engineers, vol. 24, n° 5, pp 689-740, Mai 1936.
- [3] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication”, Bell System Technical Journal, vol. 27, pp. 379-423 et 623-656, Juillet et Octobre 1948.
- [4] IEEE 802.11 Working Group, “IEEE Standard for information technology telecommunications and information exchange between systems local and metropolitan area networks specific requirements part 11: wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications”, IEEE Computer Society 1997.
- [5] IEEE 802.15.1 Task Group, “IEEE standard for information technology telecommunications and information exchange between systems local and metropolitan area networks specific requirements part 11: wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications”, IEEE Computer Society 2002.
- [6] H. F. Harmuth, “A generalized concept of frequency and some applications”, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 14, n°3, pp 375-382, Mai 1968.
- [7] FCC, Federal Communication Commission, “FCC 02-48 – First report and order: revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems”, 22 Avril 2002.
- [8] CEPT, Conférence Européenne des Administrations des Postes et des Télécommunications, “ECC decision of 24 march 2006 on the harmonised conditions for devices using UWB technology in bands below 10.6 GHz”, Electronic Communications Committee (ECC), Mars 2006.
- [9] IEEE 802.15 Task Group 4a, “IEEE standard for information technology telecommunications and information exchange between systems local and metropolitan area networks specific requirements, part 15.4: wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks (WPANs), amendment 1: add alternate PHYs”, IEEE 802.15.4a, IEEE Computer Society, 31 Août 2007.
- [10] ECMA, European Computer Manufacturers Association, “Standard ECMA-368 High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard”, 1ère édition, Décembre 2005.
- [11] ECMA, European Computer Manufacturers Association, “Standard ECMA-387 High Rate 60 GHz PHY, MAC and HDMI PAL Standard”, 1ère édition, Décembre 2008.
- [12] IEEE 802.15 Task Group 3c, “IEEE standard for information technology telecommunications and information exchange between systems local and metropolitan area networks specific requirements, part 15.3: wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for high rate wireless personal area networks (WPANs), amendment 2 : millimetre-wave based alternative physical layer extension”, IEEE 802.15.3c, IEEE Computer Society, 12 Octobre 2009.
- [13] WirelessHD, “Wireless HD specification overview”, Wireless HD, Août 2009.
- [14] L. Yang et G. B. Giannakis, “Ultra-wideband communications an idea whose time has come”, IEEE Signal Processing Magazine, vol. 21, n° 6, pp. 26 -54, Novembre 2004.
- [15] IEEE 802.11a Working Group, “IEEE standard for information technology- telecommunications and information exchange between systems local and metropolitan area networks specific requirements part 11: wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications, high speed physical layer in the 5 GHz band”, IEEE Computer Society, 16 Septembre 1999.

- 
- [16] IEEE 802.16 Working Group, "IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16: air interface for fixed broadband wireless access systems", IEEE Computer Society et IEEE Microwave Theory and Techniques Society, 2001.
- [17] C. Eklund et al., "IEEE standard 802.16: a technical overview of the WirelessMAN air interface for broadband wireless access", IEEE Communications Magazine, vol. 40, n°6, Juin 2002.
- [18] Commission Européenne, "Décision de la commission du 21 février 2007 permettant l'utilisation dans des conditions harmonisés du spectre radioélectrique pour des équipements fonctionnant grâce à la technologie à bande ultralarge dans la Communauté (2007/131/CE)", Journal officiel de l'Union Européenne, 23 Février 2007.
- [19] Commission Européenne, "Décision de la commission du 21 avril 2009 amendant la décision 2007/131/CE permettant l'utilisation dans des conditions harmonisés du spectre radioélectrique pour des équipements fonctionnant grâce à la technologie à bande ultralarge dans la Communauté (2009/343/CE)", Journal officiel de l'Union Européenne, 25 Avril 2009.
- [20] WiMedia Alliance, "WiMedia radio: current regulatory status and respective industry positions", WiMedia White Papers, Août 2008.
- [21] P. F. M. Smulders, "60 GHz radio: prospects and future directions", Proceedings Symposium IEEE Benelux Chapter on Communications and Vehicular Technology, 2003.
- [22] C. H. Doan et al., "Design considerations for 60 GHz CMOS radios", IEEE Communications Magazine, vol. 42, n°12, pp. 132-140, Décembre 2004.
- [23] C. Park et T. S. Rappaport, "Short-range wireless communications for next-generation networks: UWB, 60 GHz millimeter-wave WPAN, and ZigBee", IEEE Wireless Communications, vol. 14, n°4, pp. 70-78, Août 2007.
- [24] M. R. Williamson et al., "Investigating the effects of antenna directivity on wireless indoor communication at 60 GHz", The 8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 1997, vol. 2, pp. 635-639, Septembre 1997.
- [25] A. Lecointre et al., "A reconfigurable IR-UWB radio interface, with directional antennas and localization capability, for wireless sensor networks", 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS 2007, pp. 1055-1058, Décembre 2007.
- [26] N. Guo et al., "60-GHz millimeter-wave radio: principle, technology, and new results", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, vol. 2007, n°1, pp. 48, Janvier 2007.
- [27] FCC, Federal Communication Commission, "15.255 Operation within the band 57-64 GHz", FCC 15.255, 47 CFR Ch. 1 (10-1-04 Edition).
- [28] ERC, European Radiocommunications Committee, "ERC recommendation 70-03 relating the use of short range devices", Octobre 2009.
- [29] Commission Européenne, "Décision de la commission du 13 mai 2009 modifiant la décision 2006/771/CE relative à l'harmonisation du spectre radioélectrique en vue de l'utilisation de dispositifs à courte portée (2009/381/CE)", Journal officiel de l'Union Européenne, 13 Mai 2009.
- [30] N. K. Askar et al., "Spectra keying: a novel modulation scheme for UWB systems", IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, UWBST 2003, pp. 418-422, Novembre 2003.
- [31] F. Chin et al., "Proposed code sequences for IEEE 802.15.4a alt-PHY", contribution 802.15-05-0032-01-004a to the IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), January 2005.

- [32] F. Chin et al., "Multiband Ternary Orthogonal Keying (M-TOK) for IEEE 802.15.4a UWB based Alt-PHY", contribution IEEE 802.15-05-0113-03-004a to the IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Mars 2005.
- [33] S.-Y. Chang, "Waveform modulated low rate UWB system – proposal for 15.4a alt PHY", contribution IEEE 802.15-05-0028-04-004a to the IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Mars 2005.
- [34] V. S. Somayazulu et al., "Design challenges for very high data rate UWB systems", Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp. 717-721, Novembre 2002.
- [35] J. Foerster, et al., "Ultra-wideband technology for short- or medium-range wireless communication", Intel Technology Journal Q2, 2001.
- [36] F. Boukour et al., "Communication, localisation et détection d'obstacles par technologie radio ultra large bande (ULB) appliquée aux transports", Ecole d'automne du GDR ONDES Ultra-large bande communications, localisation et radar, Octobre 2006.
- [37] M. Z. Win et R. A. Scholtz, "Impulse radio : how it works", IEEE Communications Letters, vol. 2, n°2, Février 2008.
- [38] I. Oppermann, et al. "UWB theory and applications", Wiley 2004.
- [39] A. Lecointre et al., "Design and hardware implementation of a reconfigurable mostly digital IR-UWB radio", Romanian Journal of Information Science and Technology (ROMJIST), vol. 11, n° 4, 2008.
- [40] M. Z. Win et R. A. Scholtz, "On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments", IEEE Communications letters, vol. 2, n° 2, Février 1998.
- [41] S. R. Aedudodla, et al., "Timing acquisition in ultra-wideband communications systems", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 54, no. 5, September 2005.
- [42] J. Ibrahim, et R. M. Buehrer, "Two-stage acquisition for UWB in dense multipath", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 24, no. 4, April 2006.
- [43] E. Arias-de-Reyna et J. Acha-Catalina, "Practical search strategy for ultra wideband signal acquisition in the dense multipath channel", IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON 2006, pp. 635-638, May 2006.
- [44] J.F.M. Gerrits, et al., "FM-UWB: A Low Data Rate Constant Envelope UWB Communication System", 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS '06, pp. 797-801, Décembre 2006.
- [45] J.F.M. Gerrits, et al., "A 7.2 – 7.7 GHz FM-UWB transceiver prototype", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB 2009, pp. 580-585, Septembre 2009.
- [46] A. Batra, et al., "Multi-band OFDM : a new approach for UWB", Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '04, vol. 5, pp. 365-368, Mai 2004.
- [47] A. Batra et al., "Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, n°9, Septembre 2004.
- [48] R. Van Nee et R. Prasad, "OFDM for wireless multimedia communications", Hartech House Publishers, Universal Personal Communications, 2000.
- [49] D. D. Wentzloff et al., "System design considerations for ultra-wideband communication", IEEE Communications Magazine, vol.43, n°8, pp. 114-121, Août 2005.
- [50] M. Kraemer et al., "Architecture considerations for 60 GHz pulse transceiver front-ends", International Semiconductor Conference, IEEE CAS 2007, vol. 2, pp. 425-428, Septembre 2007.



- 
- [51] A. M. Niknejad, "Siliconization of 60 GHz", IEEE Microwave Magazine, vol. 11, n° 1, pp.78 – 85, Février 2010.
- [52] B. Badalawa et al., "60 GHz CMOS Pulse Generator", Electronics Letters, vol. 43, n° 2, Janvier 2007.
- [53] H. Wang, et al., "MMICs in the millimetre-wave regime", IEEE Microwave Magazine, vol. 10, n°1, pp. 99-117, Février 2009.
- [54] N. Deparis et al., "Transposition of a baseband UWB signals at 60 GHz for high data rate indoor WLAN", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, n°10, pp. 609-611, Octobre 2005.
- [55] N. Deparis et al., "UWB in millimetre wave band with pulsed ILO", IEEE Transactions on Circuits and Systems II Express Briefs, vol. 55, n°4, pp. 339-343, Avril 2008.
- [56] A. Seyedi, "On the physical layer performance of ECMA-387: a standard for 60GHz WPANs", IEEE International Conference on Ultra WideBand, ICUWB 2009, pp. 28-32, Septembre 2009.
- [57] D. Birru, et al., "SCBT based 60GHz PHY proposal", Contribution IEEE 802.15-0681-02-003c to IEEE P802.15 working group for wireless personal area networks (WPANs), Juillet 2007.
- [58] S. Paquelet et al., "An impulse radio asynchronous transceiver for high data rates", International Workshop on Ultra Wideband Systems, Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies, pp. 1-5, Mai 2004.
- [59] L.M. Aubert, "Mise en place d'une couche physique pour les futures systèmes de radiocommunications hauts débits UWB", Thèse de Doctorat en électronique de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Novembre 2005.
- [60] T-A. Phan et al., "A 18-pJ/pulse OOK CMOS transmitter for multiband UWB impulse radio", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, n° 9, pp. 688 – 690, Septembre 2007.
- [61] Y. Wang, et al., "A low power CMOS transmitter design for IR-UWB communication systems", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, pp. 823 – 827, Septembre 2007.
- [62] J. Zhang et al., "A fully integrated CMOS UWB transmitter", International Conference on ASIC, pp. 372 – 374, Octobre 2007.
- [63] G-D. Lim, et al., "A novel low power UWB transmitter IC", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Juin 2006.
- [64] V. V. Kulkarni, et al. "A 750 Mb/s, 6-to-10 GHz CMOS IR-UWB transmitter with embedded on-chip antenna", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44, n° 2, pp. 394 – 403, Février 2009.
- [65] J. Hénaut, et al., "Radio interface for high data rate wireless sensor networks", International Multi-Conference on Engineering and Technological Innovation, pp. 104 – 109, Juillet 2008.
- [66] A. Affandi, "Caractérisation et modélisation de la propagation à l'intérieur des bâtiments dans les bandes de 450 - 900 - 1800 - 2400 – 5800 MHz", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 2000.
- [67] S. Dubouloz, "Développement d'Architectures Avancées pour Communications Ultra Large Bande (UWB) dans des Applications Bas Débit", Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, France, 2008.
- [68] S. Geng et al., "Multipath propagation characterization of ultra-wide band indoor radio channels", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, IEEE ICU, pp. 11-15, Septembre 2005.
- [69] J. G. Proakis, "Digital communications", 4<sup>ème</sup> édition, McGraw-Hill International Edition, Electrical Engineering Series, 2001.

- [70] R. Price et P. E. Green, "A communication technique for multipath channels", *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 46, n° 3, pp. 555 – 570, Mars 1958.
- [71] S. Emami et al., "Ultra-wideband outdoor channel modelling using ray tracing techniques", *Second IEEE Consumer Communications and Networking Conference, IEEE CCNC*, pp. 466 – 470, Janvier 2005.
- [72] A. F. Molisch, "Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modelling", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, n° 5, pp. 1528 – 1545, Septembre 2005.
- [73] C. A. Balanis, "Advanced engineering electromagnetics", John Wiley & Sons, Publishers, Inc., New York, 1989.
- [74] Y. Zhao, et al., "FDTD characterization of UWB indoor radio channel including frequency dependent antenna directivities", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 191 – 194, 2007.
- [75] J. Hansen et M. Reitzner, "Efficient indoor radio channel modelling based on integral geometry", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, n° 9, pp. 2456-2463, 2004.
- [76] F. Tchoffo Talom, "Modélisation déterministe du canal de propagation indoor dans un contexte Ultra Wide Band", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Octobre 2005.
- [77] K. A. Remley, et al., "Improving the accuracy of ray-tracing techniques for indoor propagation modelling", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, n° 6, 2000.
- [78] M. Di Renzo, et al., "Characterization of the ultra-wide band channel", *IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*, pp. 27 - 30, Avril 2005.
- [79] P. Pagani, "Caractérisation et modélisation du canal propagation radio en contexte ultra large bande", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, Novembre 2005.
- [80] S. Bories, et al., "UWB indoor channel measurements study", *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*, pp. 466 – 469, Mars 2005.
- [81] A. A. M. Saleh, et R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, n° 2, Février 1987.
- [82] A. F. Molisch, et al., "Channel models for ultrawideband personal area networks", *IEEE Wireless Communications*, vol. 10, n° 6, pp. 14 – 21, Décembre 2003.
- [83] J. Foerster, "Channel modeling sub-committee report (final)", Contribution IEEE P802.15-02/490r1-SG3a to IEEE P802.15 working group for wireless personal area networks (WPANs), 2003.
- [84] A. F. Molisch, et al., "IEEE 802.15.4a channel model – final report", Contribution IEEE 15-04-0662-02-004a to IEEE P802.15 working group for wireless personal area networks (WPANs), 2005.
- [85] J. Andrews, "UWB signal sources, antennas and propagation", *IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*, pp. 439 – 440, 2003.
- [86] H. Schantz, "The art and science of ultra-wideband antennas", Artech House Publishers, Londres, 2005.
- [87] P. F. M. Smulders et L. M. Correia, "Characterisation of propagation in 60 GHz radio channels", *Electronics & Communication Engineering Journal*, Avril 1997.
- [88] S-K. Yong, "TG3c channel modelling sub-committee final report", Contribution IEEE 15-07-0584-00-003c to IEEE P802.15 working group for wireless personal area networks (WPANs), Mars 2007.

- 
- [89] H. Sawada, et al., "Proposal of novel statistic channel model for millimetre-wave WPAN – TSV : Shoji-Sawada-Saleh (Triple S)-Valenzuela model", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 1855 – 1858, Décembre 2006.
- [90] Y. Shoji, et al., "A modified SV-model suitable for line-of-sight desktop usage of millimeter-wave WPAN systems", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, n° 10, Octobre 2009.
- [91] H. Sawada, et al., "Two-path channel model for wireless desktop applications", disponible en ligne sur : <ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/06>, Mai 2006.
- [92] W. Xianren, et al., "Optimal waveform design for UWB radios", IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 4, pp. 521 - 524, Mai 2004.
- [93] D. Cassioli, et al., "Low complexity rake receivers in ultra-wideband channels", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 6, n° 4, pp. 1265 – 1275, Avril 2007.
- [94] S. Gezici, et al., "Optimal and suboptimal linear receivers for impulse radio UWB systems", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, pp. 161 – 166, Septembre 2006.
- [95] H. Nikookar, et R. Prasad, "Introduction to ultra wideband for wireless communications", Signals and Communication Technology, Springer, 2009.
- [96] M. Z. win, et al., "Performance of rake reception in dense multipath channels: implications of spreading bandwidth and selection diversity order", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 18, n° 8, pp. 1516 – 1525, Août 2000.
- [97] M. Z. Win et R. A. Scholtz, "On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments", IEEE Communications Letters, vol. 2, n° 9, pp. 245 – 247, Septembre 1998.
- [98] M. Z. Win et R. A. Scholtz, "Energy capture vs. correlator resources in ultra-wide bandwidth indoor wireless communications channels", Proceedings of MILCOM, vol. 3, pp. 1277 – 1281, Novembre 1997.
- [99] Y-L. Chao et R. A. Scholtz, "Optimal and suboptimal receivers for ultra-wideband transmitted reference systems", IEEE Global Telecommunications Conference, vol. 2, pp. 759 – 763, Décembre 2003.
- [100] M.E. Sahin et H. Arslan, "Inter-symbol interference in high data rate UWB communications using energy detectors receivers", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, pp. 176 – 179, Septembre 2005.
- [101] Z. Liu et al., "FSLC equalization receiver for IR-UWB system in indoor environment", International Conference on Wireless Communications and Signal Processing, pp. 1 – 4, Novembre 2009.
- [102] H. Sato et T. Ohtsuki, "Frequency domain channel estimation and equalisation for direct sequence – ultra wideband (DS-UWB) system", IEE Proceedings Communications, vol. 153, n° 1, pp. 93 – 98, Février 2006.
- [103] A. Lecointre et al., "A largely reconfigurable impulse radio UWB transceiver", Electronics Letters, vol. 46, n° 6, pp. 453 – 455, Mars 2010.
- [104] A. Lecointre et al., "IR-UWB channel capacity for analog and mostly digital implementation", IEEE International Conference on Semiconductor, vol. 2, pp. 403 – 406, Octobre 2008.
- [105] A. Lecointre et al., "Channel capacity limitation versus hardware implementation for UWB impulse radio communications", Romanian Journal of Information Science and Technology, vol. 12, n° 3, 2009.
- [106] D.A. Sobel et R. W. Brodersen, "A 1 Gb/s mixed-signal baseband analog front-end for a 60 GHz wireless receiver", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44, n° 4, pp. 1281 – 1289, Avril 2009.
- [107] M. Anis et al., "A 400uW 10 Mbits/s CMOS UWB impulse radio transmitter for wireless sensor networks", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB 2008, vol. 2, Septembre 2008.

- [108] S. Sim, et al., "A CMOS UWB pulse generator for 6-10 GHz applications", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, n°2, Février 2009.
- [109] B. Qin, et al. "A programmable 1.8pJ/pulse Gaussian pulse generator for impulse UWB transceiver in 90 nm CMOS", Proceedings of the 4th international conference on Radio and wireless symposium, pp. 471-474, 2009.
- [110] Y. Bachelet et al., "Fully integrated CMOS UWB pulse generator", Electronics Letters, vol. 42, n° 22, Octobre 2006.
- [111] R. Blazquez et al. "Direct conversion pulsed UWB transceiver architecture", Proceedings of Design Automation and Test in Europe, vol. 3, pp. 94-95, Mars 2005.
- [112] R. Xu et al. "Power efficient switching-based CMOS UWB transmitters for UWB communications and radar systems", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 54, n°8, Août 2006.
- [113] S. Diao et al., "A CMOS ultra low-power and highly efficient UWB-IR transmitter for WPAN applications", IEEE Transactions on Circuits and Systems II Express Briefs, vol. 56 n° 3, Mars 2009.
- [114] T.A. Phan et al., "A 18-pJ/pulse OOK CMOS transmitter for multiband UWB impulse radio", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, n° 9, Septembre 2007.
- [115] A. T. Phan et al., "Energy-efficient low-complexity CMOS pulse generator for multiband UWB impulse radio", IEEE Transactions on Circuits and Systems I Regular Papers, vol. 55, n° 11, Décembre 2008.
- [116] A. Lecointre, "Interface radio IR-UWB pour les réseaux de microsystemes communicants", Journée Annuelle de l'Ecole Doctorale GEET – Génie Electrique Electronique Télécommunications, Mars 2009.
- [117] P. B. Kenington et L. Astier, "Power consumption of A/D converters for software radio applications", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.49, n°2, Mars 2000.
- [118] M. Vogels et G. Gielen, "Architectural selection of A/D converter", Design Automation Conference, pp. 974 – 977, Juin 2003.
- [119] R. H. Walden, "Analog-to-digital converter survey and analysis", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, n° 4, pp. 539 – 550, Avril 1999.
- [120] I. O'Donnell, et al., "An Integrated, Low-Power, Ultra-Wideband Transceiver Architecture for Low-Rate Indoor Wireless Systems", IEEE Circuit and System Workshop on Wireless Communications and Networking, Pasadena, 2002.
- [121] P. P. Newaskar et al. "A/D precision requirements for an ultra-wideband radio receiver", IEEE Workshop on Signal Processing Systems, pp. 270-275, Octobre 2002.
- [122] R. Blazquez et al., "A baseband processor for impulse ultra-wideband communications", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, n°9, Septembre 2005.
- [123] J. Ryckaert et al. "A 0.65-to-1.4 nJ/burst 3-to-10 GHz UWB all-digital TX in 90 nm CMOS for IEEE 802.15.4a", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, n° 12, Décembre 2007
- [124] P. Schvan et al., "A 24GS/s 6b ADC in 90 nm CMOS", IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp.544 – 634, Février 2008.
- [125] E. R. Green et S. Roy, "System architectures for high-rate ultrawideband communication system : a review of recents developments", Intel Labs, 2004.
- [126] R. Blazquez, et al., "Digital architecture for an ultra-wideband radio receiver", 58ème IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 2, pp. 1303 – 1307, Octobre 2003.

- 
- [127] P. P. Newaskar, "High speed data conversion for digital ultra-wideband radio receivers", Dissertation of a Master of Science in electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Juin 2003.
- [128] S. Zhang et al., "An MBOK-UWB SoC transceiver in 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS technology", IEEE International Conference on ASIC, pp. 830 – 833, 2007.
- [129] F. S. Lee, et al., "A 3.1 to 10.6 GHz 100 Mb/s pulse-based ultra-wideband radio receiver chipset", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, pp. 185 – 190, Septembre 2006.
- [130] P. P. Newaskar et al., "A/D precision requirements for an ultra-wideband radio receiver", IEEE Workshop on Signal Processing Systems, pp. 270 – 275, Octobre 2002.
- [131] D. Baranauskas et D. Zelenin, "A 0.36W 6b up to 20GS/s DAC for UWB wave formation", International Solid-State Circuits Conference, pp. 2380 – 2389, Février 2006.
- [132] P. Lombard, "Etude de l'impact du filtrage et des non-linéarités sur les signaux ULB dans les front-end radio-fréquence et les réseaux hybrides optique-radio", Thèse de Doctorat de l'Université Joseph Fourier de Grenoble, spécialité Optique et Radiofréquence, Décembre 2007.
- [133] A. Medi et W. Namgoong, "A 108/98 pJ/b 1Gbps fully integrated interference tolerant frequency channelized UWB transmitter/receiver", IEEE Symposium on VLSI Circuits, pp. 58 – 59, Juin 2007.
- [134] T. A. Phan et al., "A 18-pJ/pulse OOK CMOS transmitter for multiband UWB impulse radio", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, n° 9, pp. 688 – 690, Septembre 2007.
- [135] J. Ryckaert et al., "Carrier-based UWB impulse radio: simplicity, flexibility, and pulser implementation in 0.18-micron CMOS", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, pp. 432 – 437, Septembre 2005.
- [136] S. Mallégo et al., "Microwave (de)multiplexer for ultra-wideband (UWB) non-coherent high data rates transceiver", 36ème European Microwave Conference, pp. 1825 – 1828, Septembre 2006.
- [137] A. Grama et G. Muntean, "Direct digital frequency synthesis implemented on a FPGA chip", International Spring Seminar on Electronics Technology, pp. 92 – 97, May 2006.
- [138] S. Thuries, "Conception et integration d'un synthétiseur digital direct micro-onde en technologie silicium SiGe:C 0,25 $\mu\text{m}$ ", Thèse de Doctorat de l'université Paul Sabatier de Toulouse, spécialité Conception de circuits microélectroniques micro-ondes, Décembre 2006.
- [139] Y. Liu et Q. Wan, "Designing optimal UWB pulse waveform directly by FIR filter", IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, pp. 1 – 4, Octobre 2008.
- [140] M. Demirhan et R. R. Spencer, "A 1.8Gpulse/s UWB transmitter in 90nm CMOS", IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp. 116 – 600, Février 2008.
- [141] B. Bosco et al., "A 60 GHz transceiver with multi-gigabit data rate capability", IEEE Radio and Wireless Conference, pp. 135 – 138, Septembre 2004.
- [142] A. Lecointre et al. "Methodology to design advanced MB-IR-UWB communication system", Electronics Letters, Vol. 44, n° 24, pp. 1412 – 1413, Novembre 2008.
- [143] A. Lecointre et al., "Interface radio IR-UWB pour les réseaux de microsyctèmes communicants", Journée Nationale du Réseau des Doctorants en Microélectronique, JNRDM, 2009.
- [144] R-L. Chen et S-J. Chang, "A 5-bit 1.35-GSPS DAC for UWB transceivers", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, IEEE ICUWB, pp. 175 – 179, Septembre 2009.
- [145] K. Doris et A. van Roermund, "High-speed digital analog converters", chapitre du livre de M. Steyaert et al. : "Analog circuit design", pp. 91 – 109, Springer, 2006.

- [146] B. Razavi, "Principles of Data Conversion System Design", Wiley-IEEE press, Components, Circuits, Devices & Systems, 1994.
- [147] C. Krall, et al., "Time-interleaved digital-to-analog converters for UWB signal generation", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, IEEE ICUWB, pp. 366 -371, Septembre 2007.
- [148] C-K. Ken Yang et al., "A serial-link transceiver based on 8-GSamples/s A/D and D/A converters in 0.25- $\mu$ m CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 36, n° 11, pp. 1684 – 1692, Novembre 2001.
- [149] S. Wang et al., "Design of a 6-bit 5.4-Gsamples/s CMOS D/A converter for DS-CDMA UWB transceivers", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, IEEE ICUWB, pp. 333 -338, Septembre 2005.
- [150] Xilinx, "Virtex-5 FPGA user guide", Xilinx, version 5.2, Novembre 2009.
- [151] Joseph Mitola III, "Software Radio Architecture: Object-Oriented Approaches to Wireless Systems Engineering", Wiley Interscience Publication, Willey, Janvier 2000.
- [152] F. Rivet et al., "From software-defined to software radio: analog signal processor features", IEEE Radio and Wireless Symposium, pp. 348 – 351, Janvier 2009.
- [153] F. Rivet et al., "A disruptive receiver architecture dedicated to software-defined radio", IEEE Transactions on Circuits and Systems II – Express Briefs, vol. 55, n° 4, pp. 344 – 348, Avril 2008.
- [154] R. Bagheri et al., "Software-defined radio receiver: dream to reality", IEEE Communications Magazine, vol. 44, n° 8, pp. 111 – 118, Aout 2006.
- [155] A. Lecointre et al., "Software defined radio layer for IR-UWB systems in wireless sensor network context", IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems, IEEE NEWCAS, pp. 1149 – 1152, Aout 2007.
- [156] X. Chen et S. Kiaei, "Monocycle shapes for ultra wideband system", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, IEEE ISCAS, vol. 1, pp. 597 – 600, Aout 2002.
- [157] H. Kim et al., "Design of CMOS Scholtz's monocycle pulse generator", IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, pp. 81 – 85, Novembre 2003.
- [158] H. Xie et al., "A varying pulse width 5<sup>th</sup>-derivative Gaussian pulse generator for UWB transceivers in CMOS", IEEE Radio and Wireless Symposium, pp. 171 – 174, Janvier 2008.
- [159] J. A. Ney da Silva et M. L. R. de Campos, "Spectrally efficient UWB pulse shaping with application in orthogonal PSM", IEEE Transactions on Communications, vol. 55, n° 2, pp. 313 – 322, Février 2007.
- [160] E. Baccarelli et al., "UWB pulse shaping under spectral and synchronization issues", IEEE Sarnoff Symposium, pp. 1 – 5, Avril 2008.
- [161] Xilinx, "Virtex-5 FPGA data sheet : DC and switching characteristics", version 5.2, Juin 2009.
- [162] M. Keating et al., "Low power methodology manual for system-on-chip design", Springer, 2007.
- [163] A. Tanaka et al., "A 2.88Gb/s digital hopping UWB transceiver", IEEE International Solid-State Circuits Conference, IEEE ISSCC, pp. 318 - 320, Février 2009.
- [164] J. Zhang, et al., "A fully integrated CMOS UWB transmitter", 7<sup>th</sup> International Conference on ASIC, ASICON, pp. 372 - 374, Octobre 2007.
- [165] D. Wentzloff et A. Chandrakasan, "A 47pJ/pulse 3.1-to-5GHz all-digital UWB transmitter in 90nm CMOS", IEEE International Solid State Circuits Conference, IEEE ISSCC, pp. 118-119, Février 2007.
- [166] Y. Vanderperren et al., "A reconfigurable pulsed UWB receiver sampling below nyquist rate", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, IEEE ICUWB, vol. 2, pp. 145-148, Septembre 2008.

- 
- [167] R. Naik, J. Singh, H. P. Le and J. Devlin, "Real time reconfigurability for UWB receiver", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, IEEE ICUWB, vol. 1, pp. 137-140, Septembre 2008.
- [168] C. Anderson et J. Reed, "A software defined ultra wideband communication system testbed", Virginia Space Grant Consortium Student Research Conference, 2006.
- [169] I. D. O'Donnell, et R. W. Brodersen, "An ultra-wideband transceiver architecture for low power, low rate, wireless systems", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 54, no. 5, Septembre 2005.
- [170] I. D. O'Donnell and R. Brodersen, "A flexible, low power, DC-1GHz impulse-UWB transceiver front-end", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, IEEE ICUWB, pp. 275-279, Septembre 2006.
- [171] M. Verhelst, J. Ryckaert, Y. Vanderperren, and W. Dehaene, "A low power, reconfigurable IR-UWB system", IEEE International Conference on Communications, IEEE ICC, pp. 3770-3774, Mai 2008.
- [172] N. Van Helleputte, et G. Gielen, "a 70 pJ/pulse analog front-end in 130 nm CMOS for UWB impulse radio receivers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44, n° 7, pp. 1862 – 1871, Juillet 2009.
- [173] P. E. Thoppay, et al., "A multi-band PLL based tuning circuitry of the super-regenerative IR-UWB receiver system", IEEE International Conference on Ultra-Wideband, IEEE ICUWB, pp. 664 – 668, Septembre 2009.
- [174] Q. Zhang, "Ultra-wideband (UWB) impulse radio communication system design and prototyping", Thèse de Doctorat de la faculté du Technologique du Tennesse, Etats-Unis d'Amérique, Décembre 2007.
- [175] M. B. Blanton, "An FPGA software-defined ultra wideband transceiver", Thèse de Doctorat de l'Université de Virginie, Etats-Unis d'Amérique, 2006.
- [176] D. Agarwal, et al. "An 8 GHz ultra wideband transceiver prototyping testbed", IEEE International Workshop on Rapid System Prototyping, IEEE RSP, pp. 121 – 127, Juin 2005.
- [177] M. Kraemer, "Conception et modélisation d'une tête RF à faible consommation pour un émetteur-récepteur à 60 GHz en CMOS 65 nm", Journée Annuelle de l'Ecole Doctorale GEET – Génie Electrique Electronique Télécommunications, Mars 2010.
- [178] M. Devulder et al., "60 GHz UWB transmitter for use in WLAN communication", International Symposium on Signals, Systems and Electronics, ISSSE, pp. 371-374, Aout 2007.
- [179] A. Valdes-Garcia, et al., "60 GHz transmitter circuits in 65 nm", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, IEEE RFIC, pp. 641-644, Juin 2008.
- [180] H. L. Xie et al., "An ultra low-power low-cost Gaussian impulse generator for UWB applications", 8<sup>th</sup> International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, ICSICT pp. 1817-1820, Octobre 2006.
- [181] H. Kim et al., "All-digital low-power CMOS pulse generator for UWB system", Electronics Letters, vol. 40, n° 24, Novembre 2004.
- [182] P. P. Mercier, et al., "An energy-efficient all-digital UWB transmitter employing dual capacitively-coupled pulse-shaping drivers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44, n° 6, Juin 2009.
- [183] Y. Zhu, et al., "A 2.5 Gpulse/s, 25 pJ/pulse, 0.18µm CMOS Impulse Radio UWB transmitter based on dual-polarity distributed waveform generator", IEEE International Conference on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, IEEE SiRF, pp. 1 – 4, Janvier 2009.
- [184] V. V. Kulkarni, et al., "A 750 Mb/s, 12 pJ/b, 6-to-10 GHz CMOS IR-UWB transmitter embedded on-chip antenna", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44. n° 2, Février 2009.

- [185] A. Lecointre et al., “Study of reconfigurable mostly digital radio for MANET”, IEEE International Semiconductor Conference, vol. 1 pp. 237 – 240, Octobre 2007.
- [186] A. Lecointre et al., “Interface radio IR-UWB reconfigurable pour les réseaux de microsystèmes communicants”, Colloque National du GDR SOC SIP, System On Chip – System in Package, Juin 2009.
- [187] T. Erseghe et F. Renna, “On Schmidl-Cox-like frequency estimation applied to UWB impulse radio systems”, IEEE International Conference on Ultra-Wideband, IEEE ICUWB, pp. 693 – 697, Septembre 2009.
- [188] H. Celebi, et al., “Ultrawideband design challenges for wireless chip-to-chip communications and interconnects”, IEEE Aerospace Conference 2006, 8 pp., Juillet 2006.
- [189] E. A. Homier, et R. A. Scholtz, “Rapid acquisition of ultra-wideband signals in the dense multipath channel”, IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, pp. 105-109, Aout 2002.
- [190] W. Suwansantisuk et M. Z. win, “Optimal search strategies for ultrawide bandwidth signal acquisition”, IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB, pp. 349-354, Septembre 2005.
- [191] S. Vijayakumaran, et T. F. Wong, “A search strategy for ultra-wideband signal acquisition”, IEEE Transactions on Communications, vol. 53, no. 12, pp. 2015-2019, Decembre 2005.
- [192] A. Gerosa, et al., “An energy-detector for noncoherent impulse-radio UWB receivers”, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, vol. 56, no. 5, Mai 2009.
- [193] A. Rabbachin, et I. Oppermann, “Synchronization analysis for UWB systems with a low-complexity energy collection receiver”, International Workshop on Ultra Wideband Systems, joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies, pp. 288-292, Mai 2004.
- [194] M. S. W. Chen, “Ultra wide-band baseband design and implementation”, Rapport de projet de recherche sous la supervision de R. W. Brodersen, Département d’électronique et informatique de l’Université de Berkeley, 2002.
- [195] M. Verhelst, et W. Dehaene, “System design of an ultra-low power, low data rate, pulsed UWB receiver in the 0-960Mhz band”, IEEE International Conference on Communications, ICC, vol. 4, pp. 2812-2817, Mai 2005.
- [196] X. Cheng et A. Dinh, “Ultrawideband synchronization in dense multi-path environment”, IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and signal Processing, PACRIM, pp. 29-32, Aout 2005.
- [197] X. Zhang, et al., “A variable step synchronization acquisition method for UWB systems”, Asian Network for Scientific Information, Information Technology Journal, pp. 313-319, 2008.
- [198] R. Miri, et al., “Timing synchronization in impulse-radio UWB: trends and challenges”, Joint 6th International IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference, NEWCAS-TAISA, pp. 221-224, Juin 2008.
- [199] M. Katz et al. “Two-dimensionnal code acquisition in fixed multipath channels”, 52nd IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 5, Septembre 2000.
- [200] T. Han et N. Kim, “Alternate bit reversal search for acquisition of ultra wide-band transmissions”, IEEE Region 10 Conference TENCON, vol. 3, pp. 137 – 140, Novembre 2004.
- [201] H. M. Yeh, “UWB synchronization”, Présentation non publiée, Wireless Access Technology Lab.
- [202] S. Vijayakumaran et T. F. Wong, “Equal gain combining for acquisition of UWB signal”, IEEE Military Communications Conference, IEEE MILCOM, vol. 2, pp. 880 – 885, Octobre 2003.
- [203] Z. Tian et G. B. Giannakis, “BER sensitivity to mistiming in ultra-wideband impulse radios – part II : fading channels”, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 53, n° 5, pp. 1897 – 1907, Mai 2005.



- 
- [204] F. Wang et al., "Simplified maximum likelihood channel estimation algorithm for impulse radio UWB", International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, IEEE WiCOM, pp. 1 – 5, Octobre 2008.
- [205] R. Blazquez et A. Chandrakasan, "Architectures for energy-aware impulse UWB communications", IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE ICASSP, vol. 5, pp. 789 – 792, Mars 2005.
- [206] D. Cassioli et al., "Performance of low complexity rake reception in a realistic UWB channel", IEEE International Conference on Communications, IEEE ICC, vol. 2, pp. 763 – 767, Mai 2002.
- [207] N. Boubaker et K. B. Letaief, "A low complexity MMSE-RAKE receiver in a realistic UWB channel and in the presence of NBI", IEEE International Wireless Communications Networking Conference, vol. 1, pp. 233 – 237, Mars 2003.
- [208] A. G. Klein et al., "Rake reception for UWB communication systems with inter symbol interference", IEEE Workshop Signal Processing Advances Wireless Communications, pp. 244 – 248, Juin 2003.
- [209] M. Z. Win et Z. A. Kostic, "Impact of spreading bandwidth on rake reception in dense multipath channels", IEEE Journal on Selected Areas Communications, vol. 17, n° 10, pp.1794 – 1806, Octobre 1999.
- [210] R. Maffei et al., "Rake reception with unequal power path signals", IEEE Transactions on Communications, vol. 52, n° 1, pp. 24 – 27, Janvier 2004.
- [211] A. R. Alizad et al., "A new approach for UWB channel estimation", IEEE International Conference on Information, Communications and Signal Processing, pp. 291 – 295, 2005.
- [212] V. Lottici et al., "Channel estimation for ultra-wide bandwidth communications", IEEE Journal on Selected Areas Communications, vol. 20, pp. 1638 – 1645, Décembre 2002.
- [213] M. Z. Win et R. A. Scholtz, "Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels : a communication-theoretic view", IEEE Journal on Selected Areas Communications, vol. 20, n° 9, pp. 1613 – 1627, Décembre 2002.
- [214] J. Xu et al., "Design and implementation of channel estimation and equalization of indoor positioning system based on UWB", Second IEEE International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, vol. 4, pp. 57 – 61, Octobre 2009.
- [215] C. Carbonelli et U. Mitra, "Clustered channel estimation for UWB signals", IEEE International Conference on Communications, IEEE ICC, vol. 4, pp. 2432 – 2436, Juin 2004.
- [216] I. Hwang et al., "Novel channel estimation method for coherent IR-UWB", IEEE/IFIP International Conference on Internet, IEEE/IFIP ICI, pp. 1 – 5, Septembre 2008.
- [217] W. Q. Malik et al., "Multipath effects in ultrawideband rake reception", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, n° 2, pp. 507 – 514, Février 2008.
- [218] T. Eng, et al., "Comparison of diversity techniques for Rayleigh fading channels", IEEE Transactions on Communications, vol. 44, n° 9, pp. 1117 – 1129, Septembre 1996.
- [219] S. Gezici et al., "A comparative study of pulse combining schemes for impulse radio UWB systems", IEEE Sarnoff Symposium on Advances in Wired and Wireless Communication, pp. 7 – 10, Avril 2004.
- [220] E. Fishler et H. V. Poor, "Low-complexity multiuser detectors for time-hopping impulse-radio systems", IEEE Transactions on signal processing, vol. 52, n° 9, pp. 2561 – 2571, Septembre 2004.
- [221] S. Zhao et H. Liu, "On the optimum linear receiver for impulse radio systems in the presence of pulse overlapping", IEEE Communications Letters, vol. 9, n°4, pp. 340 – 342, Avril 2005.

- [222] N. Boubaker et K. B. Letaief, "MMSE multipath diversity combining for multi-access TH-UWB in the presence of NBI", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, n° 4, pp. 712 – 719, Avril 2006.
- [223] S. Gezici et al., "Optimal and suboptimal linear receivers for time-hopping impulse radio systems", *International Workshop on Ultrawideband Systems*, pp. 11 – 15, Mai 2004.
- [224] R. Albu et al. "Evaluation of UWB communication for in-flight entertainment system in the aircraft cabin", 7ème IFAC International Conference on Fieldbuses & Networks in Industrial & Embedded Systems, Novembre 2007.
- [225] L. Wu et al. "Asymptotically optimal UWB receivers with noisy templates: design and comparison with RAKE", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, n° 4, pp. 808 – 814, Avril 2006.
- [226] F. Nekoogar et al., "Rapid synchronization of ultra-wideband transmitted-reference receivers", *Wireless Conference*, Juillet 2004.
- [227] N. Van Helleputte, et al., "A reconfigurable, 130 nm CMOS 108 pJ/pulse, fully integrated IR-UWB receiver for communication precise ranging", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, n° 1, pp. 69 – 83, Janvier 2010.
- [228] R. Naik et al., "Reconfigurable ultra wideband radio receiver", *IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE PIMRC*, pp. 1 – 5, Septembre 2008.
- [229] T.-H. Chang et al., "Space-time selective rake receiver with finger selection strategies for UWB overlay communications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, n° 4, pp. 1731 - 1744, Avril 2006.

---

# Liste des publications

## *Revues:*

A. Lecointre et al., “A largely reconfigurable impulse radio UWB transceiver”, *Electronics Letters*, vol. 46, n° 6, pp. 453 – 455, Mars 2010.

A. Lecointre et al., “Channel capacity limitation versus hardware implementation for UWB impulse radio communications”, *Romanian Journal of Information Science and Technology (ROMJIST)*, vol. 12, n° 3, 2009.

A. Lecointre et al. “Methodology to design advanced MB-IR-UWB communication system”, *Electronics Letters*, Vol. 44, n° 24, pp. 1412 – 1413, Novembre 2008.

A. Lecointre et al., “Design and hardware implementation of a reconfigurable mostly digital IR-UWB radio”, *Romanian Journal of Information Science and Technology (ROMJIST)*, vol. 11, n° 4, 2008.

## *Congrès internationaux:*

A. Lecointre, et al., “Performance evaluation of impulse radio ultra wide band wireless sensor networks”, *IEEE International Military Communications Conference (IEEE MILCOM 2009)*, Boston (Etats-Unis), 18-21 Octobre 2009.

A. Berthe, A. Lecointre, D. Dragomirescu et R. Plana, “Medium access control layer for wireless sensor networks based on impulse radio ultra wide band”, *International Conference on Electronics Computers and Artificial Intelligence (ECAI 2009)*, Pitesti (Roumanie), 3-5 Juillet 2009.

A. Berthe, A. Lecointre, D. Dragomirescu et R. Plana, “Simulation platform for wireless sensor networks based on impulse radio ultra wideband”, *The Eighth International Conference on Networks, IARIA ICN*, Mars 2009.

A. Lecointre et al., “IR-UWB channel capacity for analog and mostly digital implementation”, *IEEE International Conference on Semiconductor*, vol. 2, pp. 403 – 406, Octobre 2008.

J. Hénaut, A. Lecointre, D. Dragomirescu et R. Plana, “Radio interface for high data rate wireless sensor networks”, *International Multi-Conference on Engineering and Technological Innovation*, pp. 104 – 109, Juillet 2008.

D. Dragomirescu, A. Lecointre, et R. Plana, “SOPC co-design platform for UWB systems in wireless sensor network context”, *Third International Conference on Systems ICONS 2008*, Avril 2008.

A. Lecointre et al., “A reconfigurable IR-UWB radio interface, with directional antennas and localization capability, for wireless sensor networks”, *14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS 2007*, pp. 1055-1058, Décembre 2007.

A. Lecointre et al., “Software defined radio layer for IR-UWB systems in wireless sensor network context”, *IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems, IEEE NEWCAS*, pp. 1149 – 1152, Aout 2007.

R. Albu, A.Lecointre, Daniela Dragomirescu, T.Gayraud, et P. Berthou, “Evaluation of UWB communication for in-flight entertainment system in the aircraft cabin”, *7th IFAC International Conference on Fieldbuses and nETworks in industrial and Embedded Systems, FET 2007*, 7-9 Novembre 2007.

G. Boudour, A. Lecointre, P. Berthou, D. Dragomirescu, et T. Gayraud, “On designing sensor networks with smart antennas”, 7th IFAC International Conference on Fieldbuses and nETworks in industrial and Embedded Systems, FET 2007, 7-9 Novembre 2007.

A. Lecointre et al., “Study of reconfigurable mostly digital radio for MANET”, IEEE International Semiconductor Conference, vol. 1 pp. 237 – 240, Octobre 2007.

M. Kraemer, A. Lecointre, D. Dragomirescu et R. Plana, “Architecture considerations for 60 GHz pulse transceiver front-ends”, International Semiconductor Conference, IEEE CAS 2007, vol. 2, pp. 425-428, Octobre 2007.

A. Lecointre, D. Dragomirescu, et R. Plana, “System architecture modeling of an UWB receiver for wireless sensor network”, IEEE SAMOS VII Workshop : International Symposium on Systems, Architectures, MOdeling and Simulation, Lectures Notes in Computer Sciences, 16-19 juillet 2007.

A. Lecointre, D. Dragomirescu, et R. Plana, “FPGA design of an UWB reconfigurable data rate receiver”, Proceedings of European Ultra Wide Band Radio Technology Workshop (UWB 2007), 10-11 Mai 2007.

A. Lecointre, D. Dragomirescu, D. Dubuc, K. Grenier, P. Pons, A. Aubert, A. Muller, P. Berthou, T. Gayraud, et R. Plana, “Miniaturized wireless sensor networks”, IEEE International Conference of Semiconductors, IEEE CAS2006, Papier Invité, Octobre 2006.

***Congrès nationaux :***

A. Lecointre et al., “Interface radio IR-UWB reconfigurable pour les réseaux de microsystemes communicants”, Colloque National du GDR SOC SIP, System On Chip – System in Package, Juin 2009.

A. Lecointre, “Interface radio IR-UWB pour les réseaux de microsystemes communicants”, Journée Annuelle de l’Ecole Doctorale GEET – Génie Electrique Electronique Télécommunications, Mars 2009.

A. Lecointre et al., “Interface radio IR-UWB pour les réseaux de microsystemes communicants”, Journée Nationale du Réseau des Doctorants en Microélectronique, JNRDM, 2009.

A. Lecointre, D. Dragomirescu, et R. Plana, “Une approche système pour la conception d’une interface radio UWB reconfigurable pour les réseaux de capteurs”, Colloque National du GDR SOC SIP, System On Chip – System in Package, Juin 2008.

A. Lecointre, D. Dragomirescu, et R. Plana, “Interface radio IR-UWB reconfigurable pour les réseaux de microsystemes communicants”, Journée annuelle de la DGA pour l’innovation, Mai 2009.

# Résumé

Les travaux présentés lors de cette thèse s'inscrivent dans le cadre des réseaux de microsytèmes communicants dont les réseaux de capteurs sont l'exemple le plus connu. La problématique adressée est la conception d'une interface radio communicante répondant aux besoins spécifiques des microsytèmes communicants : simplicité, faible coût, faible consommation, faible encombrement, haut débit et reconfigurabilité. Les technologies actuelles sans fil comme le WiFi, le Bluetooth, et Zigbee ne sont pas en mesure de répondre à ces contraintes spécifiques. L'étude se focalise sur la technologie IR-UWB (Impulse Radio Ultra-WideBand).

Dans un premier temps, une étude conjointe sur la capacité du canal et l'implémentation matérielle est menée pour déterminer l'architecture optimale des émetteurs-récepteurs en IR-UWB. Cette étude propose l'utilisation d'une architecture multi bandes IR-UWB (MB-IR-UWB) à implémentation mixte à 60 GHz avec des antennes directives. Cette solution est optimisée sur les critères de débit et puissance consommée.

Afin de supporter l'ensemble des besoins des applications des réseaux de microsytèmes communicants et l'évolution de l'environnement d'opération, la reconfigurabilité doit être implémentée dans les émetteur-récepteurs proposés. Ces travaux présentent une proposition de reconfigurabilité par paramètres, qui permet de supporter la plus grande gamme de reconfigurabilités multi propriétés (débit, taux d'erreur, portée, puissance consommée, ...) de l'état de l'art.

Enfin, pour valider par la mesure les travaux sur la reconfigurabilité et sur les architectures d'émetteur-récepteurs IR-UWB, des implémentations FPGA et ASIC sont réalisées. Un nouveau procédé de synchronisation et démodulation conjointe reconfigurable est proposé dans le récepteur IR-UWB BPSK S-Rake. Les mesures montrent que le circuit de traitement proposé améliore les performances en synchronisation, démodulation, efficacité, débit du réseau, consommation et complexité du circuit. L'émetteur-récepteur IR-UWB reconfigurable proposé atteint un débit et une gamme de reconfigurabilité supérieure à l'état de l'art.