HAL
open science

Architectures et Circuits dédiés aux Émetteurs Ultra Large Bande Bas Débit

David Marchaland

▶ **To cite this version:**

David Marchaland. Architectures et Circuits dédiés aux Émetteurs Ultra Large Bande Bas Débit. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Marne la Vallée, 2007. Français. NNT : . tel-00260482

HAL Id: tel-00260482

https://theses.hal.science/tel-00260482

Submitted on 4 Mar 2008

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.

Université de Marne-La-Vallée

THÈSE

pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Marne-La-Vallée

Spécialité : Électronique, Optronique et Systèmes (CNU 63)

présentée et soutenue publiquement par

David MARCHALAND

le 03 Décembre 2007

Architectures et Circuits dédiés aux Émetteurs Ultra Large Bande Bas Débit

Directeur de thèse :
Prof. Martine VILLEGAS (ESYCOM-ESIEE, Noisy-le-Grand)
Encadrant industriel :
Dr. Franck BADETS (STMicroelectronics, Minatec, Grenoble)

Composition du jury :

Rapporteurs : Prof. Jean-Baptiste BÉGUERET (IMS Univ. Bordeaux, Bordeaux)
Prof. Alain SIBILLE (ENSTA, Paris)

Examinateurs : Prof. Geneviève BAUDOIN (ESYCOM-ESIEE, Noisy-le-Grand)
Dr. Dominique MORCHE (CEA-LETI, Grenoble)
Dr. Catherine DEHOLLAIN (EPFL, Lausanne – Suisse)
Dr. Julien ZORY (Honeywell, Ecublens – Suisse)

©UMLV 2007

Cette page est laissée blanche intentionnellement.

Remerciements

Je tiens à remercier toutes les personnes qui ont contribué à la richesse de ce travail de recherche et sans qui les résultats obtenus n'auraient pu être à la hauteur de mes espérances durant ces trois années de thèse, entre autres mon directeur de thèse et mes différents encadrants industriels. Merci donc à Martine Villegas pour ton écoute et la richesse des échanges scientifiques que nous avons pu partager. Merci à Franck Badets pour ta vision industrielle et tes conseils en matière de conception de circuits intégrés. Merci aussi à Carlo Tinella et Pierre Busson pour votre encadrement et votre contribution aux fruits de ce travail.

Merci ensuite à Alain Sibille et Jean-Baptiste Bégueret pour avoir accepté de rapporter sur mes travaux de thèse ainsi qu'à Geneviève Baudoin, Dominique Morche, Catherine Dehollain et Julien Zory pour avoir accepté de participer au jury en tant qu'examinateur.

Mes remerciements vont également à l'ensemble de mes collègues ST des sites de Crolles et Genève et de l'ESIEE, en particulier les membres du laboratoire « Signaux et Télécommunications ». Avec vous – corps enseignants & administratifs, thésards ou collègues – de « grands » moments ont été partagés, sources de réflexion, d'échanges, de motivation et de détente. Une pensée particulière à Jean-François Bercher et Geneviève Baudoin pour leur aide plus que précieuse dans l'étude analytique du bruit de phase.

Enfin, tout ceci n'aurait pas été possible sans le soutien et les encouragements de ma famille et de mes amis. Maman & Papa, Marraine, Mamie, Céline, Flore & Pierre et vous autres, merci d'avoir été présents aux moments où j'en avais besoin.

Cette page est laissée blanche intentionnellement.

– Le grimpeur –

Souvent je revais
Souvent d'un sommet
Toujours plus haut
Toujours plus beau.

Face contre roche je m'élève
Face contre roche marche ou crève
D'un regard je devine
D'un regard je m'incline.

Devant ce roc qui m'agresse
Devant ce roc qui me blesse
D'un autre mouvement je me hisse
D'un autre mouvement je glisse
Du bonheur de la trêve
Du bonheur de mon rêve.

JB Marchaland, 2007.

Cette page est laissée blanche intentionnellement.

Table des matières

Remerciements iii

Table des matières x

Liste des acronymes xv

Avant-propos 1

I La technologie Ultra Wide Band 3

I.1 Introduction 5
I.2 Pourquoi « Ultra Wide Band » ? 5
I.2.1 L'UWB *versus* la bande étroite 5
I.2.2 Capacité d'un canal de communication 7
I.2.3 Résolution spatio-temporelle 7
I.3 Historique de l'UWB 8
I.3.1 1950 : Origine des travaux sur l'UWB 8
I.3.2 1980 : Introduction de l'UWB dans l'industrie 9
I.3.3 2002 : Réglementation de l'UWB aux Etats-Unis 9
I.4 Processus de réglementation UWB dans le monde 10
I.4.1 Réglementation d'un bruit ? 10
I.4.2 Statut de la réglementation aux Etats-Unis 10
I.4.3 Statut de la réglementation en Europe 12
I.4.4 Vers une convergence mondiale ? 13
I.5 Fondamentaux de l'UWB 14
I.5.1 L'impulsion : support de l'information 14
I.5.1.1 Evolution de l'approche impulsionnelle 14
I.5.1.2 Modèle de l'impulsion Gaussienne 14
I.5.1.3 Modèle de la Gaussienne transposée en fréquence 16
I.5.2 Les modulations utilisées 16
I.5.2.1 Modulation d'amplitude 17
I.5.2.2 Modulation de position 18
I.5.2.3 Techniques d'accès multiples 19
I.5.3 Les antennes 20
I.5.4 Le modèle de canal 21
I.5.4.1 Modélisation des pertes de transmission (*pathloss*) 21

I.5.4.2 Modélisation du profil de décroissance de l'énergie . . . 22
I.5.5 Les types de récepteur . . . 23
I.5.5.1 Récepteurs cohérents . . . 23
I.5.5.2 Récepteurs non-cohérents . . . 23
I.5.6 Bilan de liaison . . . 24
I.6 Le standard IEEE 802.15.4a . . . 25
I.6.1 Positionnement des standards du « IEEE 802 » . . . 25
I.6.2 Pourquoi le standard IEEE 802.15.4a ? . . . 25
I.6.3 Description de la couche PHY–UWB . . . 26
I.6.3.1 Allocation fréquentielle . . . 26
I.6.3.2 Format de la trame . . . 27
I.6.3.3 Structure d'un symbole et schémas de modulation . . . 28
I.6.4 Spécifications relatives à l'émission . . . 30
I.6.4.1 Impulsion de référence . . . 30
I.6.4.2 Masque d'émission . . . 31
I.6.4.3 Autres spécifications . . . 31
I.6.5 Paramètres des modes obligatoires . . . 31
I.7 UWB : une technologie dédiée aux WSNs . . . 31
I.7.1 Contexte applicatif des WSNs . . . 31
I.7.2 Modulation impulsionnelle et économie d'énergie . . . 33
I.8 Conclusion . . . 34

II Dimensionnement d'un émetteur UWB 35
II.1 Introduction . . . 36
II.2 Cahier des charges de l'émetteur . . . 36
II.2.1 Interface avec la bande de base . . . 37
II.2.2 Interface avec le médium . . . 37
II.2.3 Spécifications fonctionnelles . . . 38
II.2.4 Impacts du récepteur, du canal et de l'antenne . . . 39
II.3 Etat de l'art des architectures d'émission . . . 40
II.4 Définition d'une architecture générique d'émetteur . . . 41
II.5 Dimensionnement du générateur d'impulsions RF . . . 43
II.5.1 Modèle mathématique . . . 43
II.5.1.1 Représentation temporelle . . . 43
II.5.1.2 Représentation fréquentielle . . . 44
II.5.1.3 Optimisation des paramètres du modèle . . . 45
II.5.1.4 Troncature temporelle de l'impulsion . . . 45
II.5.2 Numérisation de l'enveloppe de l'impulsion RF . . . 46
II.5.2.1 Spécification du nombre d'échantillons de quantification N_S 47
II.5.2.2 Spécification du nombre de bits d'amplitude N_A . . . 47
II.5.3 Isolation de l'émetteur en transmission . . . 48
II.5.3.1 Cas d'une synthèse fonctionnant en continue . . . 49
II.5.3.2 Cas d'une synthèse fonctionnant en « commutée » . . . 49
II.5.4 Bruit de phase de la synthèse de fréquence RF . . . 50
II.5.4.1 Bruit de phase proche de la porteuse . . . 51
II.5.4.2 Bruit de phase loin de la porteuse . . . 51
II.6 Dimensionnement de l'amplificateur . . . 52

II.6.1 Densité Spectrale de Puissance d'un signal modulé 53
II.6.2 Limitation en puissance moyenne 54
II.6.3 Limitation en puissance crête 55
II.6.4 Puissance de sortie 55
II.7 Intégration des spécifications du standard 56
II.7.1 Processus d'adaptation de l'impulsion au standard 57
II.7.1.1 Définition de la largeur spectrale de l'impulsion 57
II.7.1.2 Troncature de l'impulsion 57
II.7.1.3 Numérisation de l'impulsion 58
II.7.1.4 Autres spécifications 58
II.7.2 Du pulse vers le *burst* 59
II.7.2.1 Impulsions de 2 ns et filtrage 60
II.7.2.2 Impulsions de 4 ns et recouvrement temporel 60
II.8 Synthèse du dimensionnement d'un émetteur UWB 62

III Implémentation et caractérisation 63
III.1 Introduction 65
III.2 Caractéristiques des technologies submicroniques 66
III.2.1 Impacts de l'évolution technologique sur le transistor MOSFET . . 66
III.2.1.1 Modélisation du courant de drain en saturation 66
III.2.1.2 Augmentation des courants de fuite 67
III.2.2 Réduction de la tension d'alimentation 67
III.2.3 Evolution des composants passifs 68
III.2.4 Vers la radio numérique 68
III.3 Plate-forme technologique ST CMOS 65nm 69
III.3.1 Présentation de l'offre CMOS 65nm 69
III.3.2 Flot de conception 70
III.3.3 Caractéristiques des transistors MOSFET LP-SVT 70
III.4 Choix d'une implémentation 71
III.4.1 Partitionnement de l'architecture 71
III.4.1.1 Fonction de la partie RF 72
III.4.1.2 Fonction de la partie numérique 73
III.4.2 Interfaces E/S 73
III.5 Conception de la partie Radio-Fréquence (RF) 74
III.5.1 Implémentation du DAC RF 74
III.5.1.1 Spécifications 74
III.5.1.2 Définition de la structure 75
III.5.1.3 Dimensionnement de la cellule élémentaire 75
III.5.1.4 *Layout* de la cellule élémentaire 78
III.5.2 Implémentation de l'ensemble de la partie RF 79
III.5.2.1 Modulateur de phase et *buffer* d'entrée 80
III.5.2.2 Structure globale de la partie RF 81
III.5.2.3 *Layout* global de la partie RF 82
III.6 Conception de la partie numérique 83
III.6.1 Présentation de l'architecture 83
III.6.2 Description fonctionnelle 83
III.6.3 Simulation fonctionnelle 85

III.6.4 Conception *Custom versus Corelib* 86
III.7 Spécificités générales du circuit 87
III.8 Caractérisation du circuit 88
III.8.1 Réalisation du PCB 88
III.8.1.1 Diagramme des *bondings* 88
III.8.1.2 Dimensionnement des accès RF 89
III.8.1.3 *Layout* du PCB 89
III.8.1.4 Création du PCB 90
III.8.2 Mesures fonctionnelles 90
III.8.2.1 Mesure de la consommation 90
III.8.2.2 Mesures temporelles 91
III.8.3 Mesures fréquentielles 92
III.8.4 Intégration dans une plate-forme de validation 94
III.9 Conclusion 95

Conclusion & Perspectives **97**

Bibliographie **107**

A Analyse de la fonction Gaussienne et Transformée de Fourier **109**
A.1 Normalisation surfacique d'une fonction Gaussienne 109
A.2 Transformée de Fourier d'une fonction Gaussienne 110
A.3 Transformée de Fourier d'une fonction Gaussienne transposée en fréquence 111

B Contribution du bruit thermique d'un oscillateur à la DSE d'une impulsion Gaussienne transposée en fréquence **113**
B.1 DSP d'un oscillateur bruité 113
B.2 DSE de l'impulsion Gaussienne bruitée 114

Table des figures

I.1 Comparaison des caractéristiques spectrales entre des signaux NB et UWB 6
I.2 Masques d'émissions UWB de la FCC 11
I.3 Masque d'émission ECC de l'UWB relatif à la zone Europe 13
I.4 Impulsion Gaussienne et ses premières dérivées – $\tau = 100\,\text{ps}$ 15
I.5 Impulsion Gaussienne transposée en fréquence – $f_0 = 6.85\,\text{GHz}$ et $\tau = 91\,\text{ps}$ 16
I.6 Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en OOK 17
I.7 Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en BPSK 18
I.8 Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PPM 18
I.9 Exemples d'antennes planaires dérivées du dipôle 20
I.10 *Pathloss* pour différents environnements dans des cas LOS et NLOS @5 GHz 22
I.11 Comparaison des récepteurs de types cohérent et non-cohérent 23
I.12 Bandes de fréquence de la couche PHY–UWB du standard IEEE 802.15.4a 26
I.13 Diagramme des opérations de la couche IEEE 802.15.4a PHY–UWB 27
I.14 Format d'une trame IEEE 802.15.4a PHY–UWB 28
I.15 Schéma des modulations de la couche IEEE 802.15.4a UWB–PHY 29
I.16 Schéma d'une entité de type WSN et interface clients 32

II.1 Diagramme des interfaces avec la couche PHY 37
II.2 Comparaison entre une antenne Dipôle et une antenne Diamand à l'excitation par une Gaussienne de 2 GHz de largeur de bande à $-20\,\text{dB}$ 39
II.3 Schéma global de l'architecture du module radio de l'émetteur 42
II.4 Impulsion Gaussienne transposée en fréquence – $f_0 = 4\,\text{GHz}$ et $\tau = 1.366\,\text{ns}$ 45
II.5 Allures de l'impulsion pour différentes troncatures 46
II.6 Grandeurs de quantification de l'impulsion bande de base 46
II.7 Approximation de l'impulsion Gaussienne tronquée sur 6 ns par une impulsion triangulaire numérique – Comparaison spectrale de ces impulsions . . 48
II.8 Exemple d'impulsion pour $PRF = 1\,\text{MHz}$ et une isolation de 40 dB 49
II.9 Exemple d'impulsion pour $T_{OL} = 8\,\text{ns}$ et une isolation de 10 dB 50
II.10 Exemple d'impulsion pour $T_{OL} = 16\,\text{ns}$ et une isolation de 20 dB 50
II.11 Correspondance entre les PNFs de la porteuse et de l'impulsion pour $\tau = 1.366\,\text{ns}$ et DSE de l'impulsion pour différents PNFs de la porteuse 52
II.12 Comparaison des DSPs des modulations BPSK et PPM – $RBW = 200\,\text{kHz}$. 54
II.13 Limitation de l'énergie et de l'amplitude de l'impulsion par rapport à la FCC 56
II.14 Processus d'adaptation de la Gaussienne vers l'implémentation 58

II.15 Amplitude maximale de l'impulsion – Intercorrélation de l'impulsion triangulaire discrétisée avec l'impulsion RRC 58
II.16 Exemple de *burst* généré à partir d'impulsions de 2 ns 60
II.17 Comparaison d'un *burst* généré à partir d'impulsions de 2 ns et 4 ns 61
II.18 Exemple de *burst* généré à partir d'impulsions de 4 ns 61

III.1 Transconductances typiques d'un transistor NMOS en technologie CMOS 65 nm : W = 1 μm et L = 60 nm. 67
III.2 Flot de conception de la plate-forme technologique ST CMOS 65 nm 70
III.3 Partitionnement du TX-UWB pour l'implémentation 72
III.4 Structure du DAC RF 75
III.5 Schéma électrique d'une cellule élémentaire du DAC RF 76
III.6 Hystérésis du courant instantané de sortie d'une cellule élémentaire sur 1 kΩ en fonction de l'amplitude instantanée d'un signal sinusoïdal à 4 GHz en entrée 77
III.7 *Floorplan* de la cellule élémentaire du DAC RF 78
III.8 Routage des niveaux de métallisation et *layout* global de la cellule élémentaire 79
III.9 Structure cascadée du *buffer* et du modulateur de phase 80
III.10 Structure globale de la partie RF 81
III.11 *Layout* global de la partie RF 82
III.12 Architecture globale de la partie numérique 83
III.13 Ensemble des possibilités de recouvrement pour deux impulsions triangulaires successives modulées en ternaire 84
III.14 Chronogramme fonctionnel de la partie numérique 85
III.15 Comparaison de deux *layouts* de bascule en librairies *Corelib* et *Custom* . . 86
III.16 *Layouts* du cœur et de l'ensemble du circuit 88
III.17 *Layout* du PCB de test et diagramme des *bondings* 89
III.18 Photographies du PCB et de la puce montée sur ce dernier 90
III.19 Mesure à l'oscilloscope d'un *burst* codé [-1 0 +1 +1 0 -1 +1 0] – $F_{DIG} = 4$ GHz 91
III.20 Mesure à l'oscilloscope d'un *burst* codé [+1 0 -1 0 -1 +1 0] – $F_{DIG} = 3$ GHz 92
III.21 Mesure à l'analyseur de spectre de la DSP de l'impulsion 93
III.22 Mesure des couplages PCB des differentes entrées vers la sortie RF 94
III.23 Mesure d'une trame au format IEEE 802.15.4a 95

Liste des tableaux

I.1 Spécifications ECC de la technique LDC dans la bande 3.4 – 4.8 GHz . . . 13
I.2 Bilan de liaison basé sur le modèle IEEE 802.15.TG4a dans un cas LOS . . 24
I.3 Spécifications du mode obligatoire @0.85 Mbps relatif au canal 3 32

II.1 Comparaison de générateurs d'impulsions – résultats de simulations 41
II.2 Comparaison de générateurs d'impulsions – résultats de mesures 41
II.3 Spécifications de l'impulsion triangulaire discrétisée 62

III.1 Caractéristiques électriques principales des MOS LP-SVT (TT/25°C) . . . 71
III.2 Description des E/S du TX-UWB 74
IV.1 Comparaison de l'état de l'art des émetteurs UWB impulsionnel 98

Cette page est laissée blanche intentionnellement.

Liste des acronymes

Acronymes anglo-saxons

3G	Third Generation
AC	Alternating Current
ADC	Analog-Digital Converter
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPM	Burst Position Modulation
BPSK	Binary Phased Shift Keying
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CSS	Chirp Spread Spectrum
DAA	Detect And Avoid
DAC	Digital-Analog Converter
DARPA	Defense Advanced Research Projects Agency
DC	Direct Current
DCO	Digitally-Controlled Oscillator
DFF	D Flip-Flop
DRC	Design Rules Checker
DS	Direct Sequence
ECC	Electronic Communications Committee
ECMA	European Computer Manufacturers Association
EPSDU	Encoded Physical Service Data Unit
ERO	European Radiocommunications Office
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communications Commission
FEC	Forward Error Correction
FET	Field Effect Transistor
FM	Frequency Modulation
FPGA	Field Programmable Gate Array
GP	General Purpose
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile
HDR	High Data Rate
HPA	High Performance Analog
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IR	Impulse Radio
ISM	Industrial, Scientific and Medical
LAN	Local Area Network
LDC	Low Duty Cycle
LDO	Low Drop-Out
LDR	Low Data Rate
LLC	Logical Link Control
LOS	Line-Of-Sight
LP	Low-Power
LVDS	Low-Voltage Differential Signaling
LVS	Layout Versus Schematic
MAC	Medium Access Control
MAN	Metropolitan Area Network
MIM	Metal-Insulator-Metal
MOM	Metal-Oxide-Metal
MOS	Metal-Oxide Semiconductor

NB Narrow Band
NLOS Non Line-Of-Sight
NMOS Negative Metal-Oxide Semiconductor
OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK On-Off Keying
OSI Open Systems Interconnection
PAM Pulse Amplitude Modulation
PCB Printed Circuit Board
PDA Personal Digital Assistant
PHR Physical Header
PHY Physical
PLS Post-Layout Simulation
PMD Physical Medium Dependance
PMOS Positive Metal-Oxide Semiconductor
PN Pseudo-random Noise
PNF Phase Noise Floor
PPM Pulse Position Modulation
PRF Pulse Repetition Frequency
PRP Pulse Repetition Period
PSDU Physical Service Data Unit
RBW Resolution Bandwidth
RevCom Review Committee
ROM Read-Only Memory
RRC Root Raised Cosine
RTL Register Transfer Level
SAP Service Acces Point
SECDED Single Error Correct, Double Error Detect
SFD Start Frame Delimiter
SHR Synchronization Header
SIP System-In-Package
SOC System-On-Chip
SRD Step-Recovery Diode
SSB Single Side-Band
SVT Standard Voltage Threshold
SYNC Synchronization
TH Time-Hopping
UMTS Universal Mobile Telecommunications System
UWB Ultra Wide Band
WBAN Wireless Body Area Network
WiFi Wireless Fidelity
WiMAX Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN Wireless Local Area Network
WPAN Wireless Personal Area Network
WSN Wireless Sensor Network

Acronymes francophones

CEPT Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications
DSE Densité Spectrale d'Energie
DSP Densité Spectrale de Puissance
E/S Entrée/Sortie
NRBC Nucléaire, Radiologique, Biologique et Chimique
PIRE Puissance Isotropique Rayonnée Equivalente
RF Radio-Fréquence
RSB Rapport Signal à Bruit
TF Transformée de Fourier
TSF Télégraphie Sans Fil
ULB Ultra Large Bande

Avant-propos

Depuis des décennies, de nombreuses applications industrielles et scientifiques ont eu le besoin d'observer et de contrôler des paramètres physiques environnants. Il y a encore quelques années, la seule solution mise en œuvre pour l'acheminement des données en provenance du capteur vers le contrôleur était basée sur l'utilisation d'un réseau câblé dont les principaux défauts sont son encombrement et son coût. De nos jours, afin de pallier ces imperfections, la tendance est au remplacement de ces cablâges par des liaisons sans-fil.
Un des principaux moteurs de cette évolution est la réduction du coût des circuits sur silicium due à l'évolution vers les nanotechnologies et à l'intégration accrue des systèmes électroniques sous forme de *System-On-Chip* (SOC) ou de *System-In-Package* (SIP). Ajouté à cette évolution technologique, une demande croissante des technologies de type *Wireless Sensor Network* (WSN) est observée dans de nouveaux domaines d'applications tels que l'aérospatial pour l'analyse structurelle temps-réel des avions, la sécurité public avec la détection et la localisation des risques *Nucléaire, Radiologique, Biologique et Chimique* (NRBC), la santé et le *fitness* pour la mesure de paramètres vitaux avec un minimum d'inconfort ou encore l'environnement avec le contrôle de l'hygrométrie de cultures pour ne citer que quelques exemples. L'omniprésence des entités WSN est sans aucun doute au cœur du nouveau paradigme du domaine des télécommunications ; ces nouveaux systèmes intégrés joueront un rôle majeur en tant que fournisseurs d'applications pour les prochaines générations de circuits sur silicium.

Dans ce contexte des *Wireless Personal Area Networks* (WPANs), le standard IEEE 802.15.4a-2007 propose une couche *Physical* (PHY) alternative à celle du standard IEEE 802.15.4-2006 basée sur une radio *Ultra Wide Band* (UWB) de type impulsionnel, ceci afin de proposer un cadre de travail commun pour le développement de solutions très basses consommations alliant fonctionnalités de communications et de localisations. Un dispositif répondant à ces critères est malgré tout une entité complexe composée au minimum d'une radio, d'un microcontrôleur, de mémoires et phériphériques annexes. Si nous y ajoutons des concepts réseaux novateurs, ce savant mélange fait du domaine des WSNs un domaine majeur de la recherche d'aujourd'hui.

Contexte de la thèse

STMicroelectronics est un des acteurs majeurs de la recherche concernant les applications futures de télécommunications à fort potentiel de marché comme celle de type « WSN ». Dans ce contexte et en collaboration avec le laboratoire ESYCOM-ESIEE, le travail demandé par STMicroelectronics en initiant cette thèse est le développement d'une architecture innovante basée sur une technologie de type UWB impulsionnel et répondant aux contraintes des futurs standards WPAN, ceci en lien étroit avec les avancées des technologies CMOS submicroniques telles que les générations 90 nm et 65 nm.

Plan du rapport de thèse

Ce manuscrit de thèse est principalement organisé autour de trois chapitres : le premier est dédié à la présentation des notions relatives à l'UWB, le second se recentre sur le dimensionnement d'un émetteur impulsionnel UWB et le troisième décrit la conception et la caractérisation de cet émetteur.

Dans le chapitre I sont présentés les origines et les fondamentaux techniques de l'UWB nous permettant de répondre à la question : pourquoi s'intéresser à l'UWB appliqué aux télécommunications ? Cette entrée en matière est suivie d'un statut de la réglementation mondiale des émissions dites UWB puis d'une présentation détaillée de la partie PHY relative à l'UWB du standard IEEE 802.15.4a dédié aux WPANs. Une introduction du contexte applicatif des WSNs termine ce premier chapitre et établit le cadre de travail des développements présentés dans cette thèse.
Le chapitre II s'intéresse à introduire en premier lieu le cahier des charges auquel devra répondre un émetteur impulsionnel UWB et le compare avec l'état de l'art des générateurs d'impulsions. De ce cahier des charges est dérivée une architecture innovante de générateur d'impulsions UWB pour laquelle un dimensionnement orienté vers la conception des blocs *Radio-Fréquence* (RF) est effectué. Dans un second temps, une solution brevetée permettant la génération de *bursts* compatibles avec le standard IEEE 802.15.4a est présentée [1].
Le chapitre III expose la réalisation du générateur de *bursts* dimensionné précédemment dans la technologie ST CMOS 65 nm. Après une introduction aux technologies submicroniques et à la plate-forme 65 nm, le choix d'une implémentation pour le générateur de *bursts* est défini. Basés sur une séparation des parties RF et numérique, la conception ainsi que le *layout* des différents blocs sont présentés. La caractérisation du circuit conclut l'ensemble des travaux menés durant cette thèse.

Les perspectives envisagées pour cette architecture innovante de générateur de *bursts* et ses principes associés sont nombreuses et font l'objet de la conclusion générale.

Chapitre I

La technologie Ultra Wide Band

– Résumé –

Aux travers de son origine et de ses fondamentaux, ce chapitre présente la technologie UWB avec un point sur la réglementation et la standardisation. Dans un second temps, ses atouts pour le domaine des télécommunications ainsi que le contexte applicatif des Wireless Sensor Networks sont également présentés.

Sommaire

I.1 Introduction **5**
I.2 Pourquoi « Ultra Wide Band » ? **5**
I.2.1 L'UWB *versus* la bande étroite 5
I.2.2 Capacité d'un canal de communication 7
I.2.3 Résolution spatio-temporelle 7
I.3 Historique de l'UWB **8**
I.3.1 1950 : Origine des travaux sur l'UWB 8
I.3.2 1980 : Introduction de l'UWB dans l'industrie 9
I.3.3 2002 : Réglementation de l'UWB aux Etats-Unis 9
I.4 Processus de réglementation UWB dans le monde **10**
I.4.1 Réglementation d'un bruit ? 10
I.4.2 Statut de la réglementation aux Etats-Unis 10
I.4.3 Statut de la réglementation en Europe 12
I.4.4 Vers une convergence mondiale ? 13
I.5 Fondamentaux de l'UWB **14**
I.5.1 L'impulsion : support de l'information 14
I.5.2 Les modulations utilisées 16
I.5.3 Les antennes 20
I.5.4 Le modèle de canal 21
I.5.5 Les types de récepteur 23
I.5.6 Bilan de liaison 24
I.6 Le standard IEEE 802.15.4a **25**
I.6.1 Positionnement des standards du « IEEE 802 » 25
I.6.2 Pourquoi le standard IEEE 802.15.4a ? 25

I.6.3 Description de la couche PHY–UWB 26
I.6.4 Spécifications relatives à l'émission 30
I.6.5 Paramètres des modes obligatoires 31
I.7 UWB : une technologie dédiée aux WSNs 31
I.7.1 Contexte applicatif des WSNs 31
I.7.2 Modulation impulsionnelle et économie d'énergie 33
I.8 Conclusion 34

I.1 Introduction

Réservée il y a encore une vingtaine d'années aux radars, aux communications militaires ou encore aux applications de niche, la technologie *Ultra Wide Band* (UWB) – *Ultra Large Bande* (ULB) en français – a évolué de façon plus qu'importante au cours de ces dernières années. Un des tournants dans cette évolution s'est produit en février 2002 lorsque la *Federal Communications Commission* (FCC) a mis en place une réglementation autorisant l'utilisation de la technologie UWB pour les télécommunications grand public aux Etats-Unis. En attribuant une bande de fréquence continue de 7.5 GHz, non soumise à licence, la FCC a potentiellement ouvert la porte du très haut débit, au-delà du Gbps. Dans la continuité de la *Third Generation* (3G), la loi d'Edholm qui prédit une croissance exponentielle du débit des systèmes de télécommunications avec le temps se vérifie à nouveau [2]. Cependant, la puissance autorisée à l'émission ne dépasse pas les 0.5 mW pour l'ensemble de la bande FCC afin de limiter les problèmes de coexistence avec les systèmes existants, ce qui limite la portée des futurs dispositifs UWB. Dès lors, une approche orientée vers le bas débit est aussi envisagée avec une portée de quelques dizaines de mètres et un débit de l'ordre du Mbps. Les applications de type *Wireless Sensor Network* (WSN) trouvent naturellement leur place dans cette approche bas débit tant en termes de portée et de débit qu'en terme d'économie d'énergie inhérente au caractère impulsionnel de l'UWB.

Au travers de ce chapitre, nous nous proposons de revenir sur l'historique de l'UWB et sur les atouts majeurs de cette technologie pour le domaine des télécommunications, en nous intéressant à sa réglementation à travers le monde. Puis nous dresserons les fondamentaux de cette technologie et présenterons un aperçu du standard IEEE 802.15.4a qui à ce jour est le seul standard à proposer une couche *Physical* (PHY) basée sur une approche impulsionnelle. Nous terminerons ce chapitre par l'introduction du contexte applicatif des WSNs auquel nous nous sommes rattachés pour la définition de nos spécifications.

I.2 Pourquoi « Ultra Wide Band » ?

I.2.1 L'UWB *versus* la bande étroite

Sous une approche temporelle, le principe de base de l'UWB impulsionnelle repose sur l'émission d'un signal fortement limité dans le temps – une impulsion – à l'inverse d'un signal bande étroite (*Narrow Band* (NB)) dont l'émission se fait en continu. Dès lors, l'analyse fréquentielle d'un signal UWB présente une large occupation spectrale comparée à un signal NB qui comme son nom l'indique occupe une étroite bande de fréquence à l'image des

systèmes *Global System for Mobile* (GSM), Bluetooth[1] ou encore ZigBee[2]. Ceci s'illustre au travers de la Figure I.1 qui compare qualitativement les spectres d'un signal UWB avec celui d'un signal NB [3]. Retenons dès maintenant que dans le cas d'applications mettant en œuvre une technologie de type UWB, l'augmentation de la largeur de bande du signal se fait au détriment de la *Densité Spectrale de Puissance* (DSP) émise afin de garantir la coexistence entre systèmes.

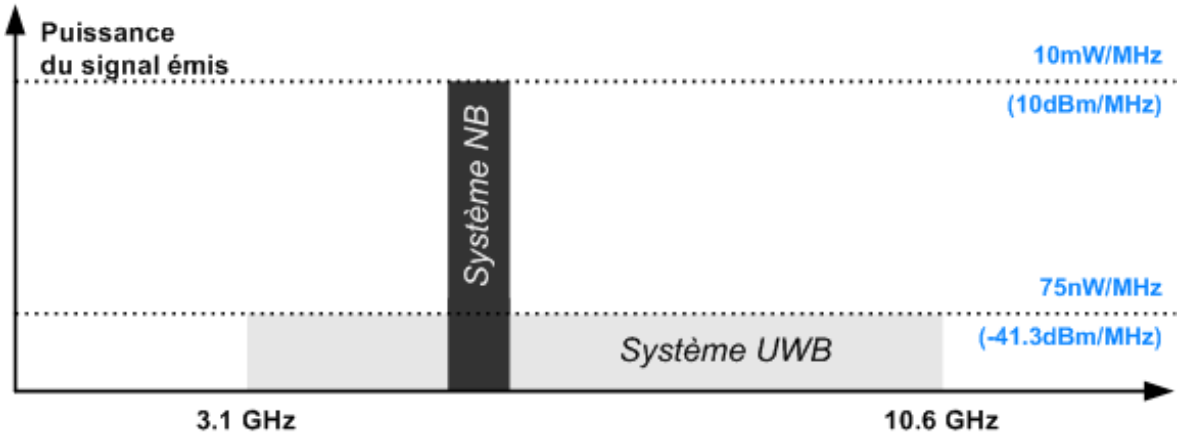


FIG. I.1: Comparaison des caractéristiques spectrales entre des signaux NB et UWB

De nos jours, la dénomination UWB est plus synonyme d'une bande de fréquence attribuée par la FCC que d'une technique impulsionnelle car les schémas de modulation mis en œuvre dans les différents standards viennent autant des techniques de type *Impulse Radio* (IR) que des techniques dérivées des systèmes bande étroite telle que l'*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) ou la *Frequency Modulation* (FM) ou encore des radars avec les *chirps*[3]. Nous retrouvons dès lors la définition classique de la littérature [4] qui stipule qu'un signal UWB doit satisfaire à l'un des deux critères suivants :

– la largeur de bande absolue à -10 dB d'un signal dit UWB doit être supérieure à 500 MHz.
– la largeur de bande relative à -10 dB d'un signal dit UWB doit être supérieure à 20 %[4].

Comme toute nouvelle technologie, l'UWB doit apporter une plus-value par rapport aux systèmes et technologies déjà présents sur le marché. L'intérêt porté par les industriels envers l'UWB repose sur deux concepts de la théorie de l'information qui montrent que la capacité de communication d'un système ainsi que sa résolution spatio-temporelle sont grandement améliorées avec un système UWB par rapport à un système bande étroite.

[1] Bluetooth est un standard industriel basé autour d'une technologie radio courte distance fonctionnant dans les bandes ISM situées autour de 2.45 GHz. Il est destiné à simplifier les connexions entre différents dispositifs électroniques.
[2] ZigBee est un protocole de haut niveau destiné aux communications radios à faible consommation. Il est basé sur le standard IEEE 802.15.4 dédié aux réseaux de type WPAN.
[3] Un *chirp* est un signal dont la fréquence varie linéairement en fonction du temps.
[4] La largeur de bande relative est le ratio de la largeur de bande absolue sur la fréquence centrale.

I.2.2 Capacité d'un canal de communication

Le premier concept, le théorème de Shannon-Hartley est une application de la théorie du codage canal dans un canal de type bruit blanc Gaussien additif (*Additive White Gaussian Noise* (AWGN)). En considérant n'importe quelle technique de modulation à plusieurs états, associée à un encodage suffisament complexe, le théorème établit la capacité de canal de Shannon comme la limite supérieure pouvant être obtenue pour un taux d'erreurs binaire nul (ou arbitrairement faible) [5] :

$$C(S,B) = B \times \log_2\left(1 + \frac{S}{BN_0}\right) \tag{I.1}$$

où : C est la capacité de canal [bits/s],
B est la largeur de bande du canal [Hz],
S est la puissance totale du signal dans la bande considérée [W],
N_0 est la DSP d'un bruit blanc de nature thermique [W/Hz].

En appliquant ce résultat à un signal UWB, il est donc plus intéressant d'augmenter la largueur de bande du signal qui est proportionelle à la capacité de canal plutôt que d'augmenter le *Rapport Signal à Bruit* (RSB) qui lui varie de façon logarithmique. Pour illustration, un canal de 7.5 GHz de bande passante couplé à un signal de 0.5 mW supporte théoriquement un débit de 180 Gbps. C'est donc là le fondement majeur des arguments de l'UWB en faveur de débits supérieures à 500 Mbps vis-à-vis d'un système bande étroite. Pour ce qui est du bénéfice envers les applications bas débits, cette augmentation de la capacité de canal permet de réduire la congestion dans les réseaux en augmentant le débit maximal de chaque nœud.

I.2.3 Résolution spatio-temporelle

Le second concept fait référence à la résolution spatio-temporelle d'un signal. Cette dernière peut être définie comme la capacité d'un signal à donner une estimation d'une mesure de temps $\hat{t}$ ou de distance $\hat{d} = c\hat{t}$ plus ou moins précise, avec c la célérité de la lumière. Afin de juger de la capacité d'un tel signal, l'inégalité de Cramér-Rao nous donne une estimation théorique de la borne inférieure d'une mesure de distance [6, 7, 8] :

$$\sigma_d^2 \geq \frac{c^2}{8\pi^2\beta^2\mathrm{RSB}} \tag{I.2}$$

où : σ_d est l'écart-type de l'estimé de distance $\hat{d}$ [m],
c est la célérité de la lumière $\left(3 \times 10^8\right)$ [m/s],
β est la largeur de bande effective du signal [Hz],
RSB est le rapport signal à bruit.

Avec S la *Transformée de Fourier* (TF) du signal transmis, la largeur de bande effective β se calcule de la manière suivante :

$$\beta = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 \, |S(f)|^2 \, df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 \, df} \right]^{1/2} \tag{I.3}$$

L'inégalité I.2 nous montre que l'impact du RSB sur la précision de la mesure de distance est linéaire tandis que celle de la largeur de bande du signal est quadratique. Un signal de 7.5 GHz de bande reçu avec un RSB de 10 dB permet par exemple d'obtenir théoriquement une précision de 5 mm sur l'estimation de distance. Dès lors, l'UWB se positionnne comme un bon candidat à des applications de localisation où une grande précision est requise. De plus, les performances en réception sont améliorées par rapport à un système bande étroite car l'augmentation de la résolution spatio-temporelle favorise le discernement des multi-trajets.

I.3 Historique de l'UWB

I.3.1 1950 : Origine des travaux sur l'UWB

Nous pouvons raisonnablement associer l'origine de l'UWB à celle de la *Télégraphie Sans Fil* (TSF) au travers des travaux de Guglielmo Marconi qui, dès 1896, utilisa une suite d'arcs électriques plus ou moins longs – similaire à des impulsions – comme base de modulation d'un message codé en Morse. Il réalisa ainsi la première communication transatlantique le 12 décembre 1901 mais ce n'est qu'au début de la seconde moitié du XXème siècle que sont initiées les recherches sur les techniques UWB. Ces activités regroupent une multitude de travaux portant sur des concepts radio similaires intitulés radio impulsionnelle, radio sans porteuse, radio dite bande de base ou encore sur des notions se rattachant aux approches transitoires dans le domaine temporel.

La majorité de ces travaux avaient pour but de décrire le comportement transitoire de certains réseaux micro-ondes à travers l'étude des caractéristiques de la réponse impulsionnelle au lieu d'étudier ces systèmes dans le domaine fréquentiel. C'est ce que firent les Russes en développant un radar en bande X ($8-12$ GHz) basé sur des impulsions de 0.5 ns dès 1957 [9]. Il était cependant difficile pour l'époque d'observer des signaux d'une durée inférieure à la nanoseconde. Heureusement, à cette même période, Hewlett-Packard introduit l'oscilloscope à échantillonnage temporel qui, dès lors, facilita grandement la mesure de signaux UWB [10]. Dès 1975, Tektronik contribue aussi à l'essor d'applications basées sur l'UWB en proposant divers composants discrets permettant de concevoir un système de communication ou un radar UWB mais aussi au travers des contributions d'Harmuth, de Ross & Robbins, auteurs des premiers brevets sur le sujet. En 1978, C. L. Bennett et G. F. Ross, alors membres du centre de recherche Sperry aux États-Unis, publient un article intitulé *« Time-Domain Elec-*

tromagnetics and Its Applications » proposant un état de l'art des travaux effectués durant les 20 dernières années dans le domaine de l'UWB [11].

I.3.2 1980 : Introduction de l'UWB dans l'industrie

Jusqu'à la fin des années 70, l'ensemble de ces travaux a été particulièrement soutenu par le domaine militaire qui voyait en l'UWB un fort potentiel pour les applications de type radar. Ce n'est qu'au début des années 80 que l'industrie associe UWB et nouvelles perspectives d'applications, tant dans le domaine des radars que celui des communications. Les progrès effectués depuis plus de 20 ans mettent en lumière cette technique, novatrice aux yeux des industriels, en lui attribuant de nombreux avantages par rapport aux systèmes bande étroite existants comme une importante capacité de communication et une fine résolution spatio-temporelle comme nous venons de le voir ou encore une très bonne immunité aux multi-trajets.
C'est en 1990 que le terme UWB fait son apparition au travers d'une étude de la *Defense Advanced Research Projects Agency* (DARPA) sur un radar utilisant des impulsions ayant une importante largeur de bande fractionelle (*i.e.* 25 %) [10]. Dès lors, plusieurs startups telles que TIME-DOMAIN, AETHERWIRE ou encore XTREME SPECTRUM se sont développées et ont mis sur le marché des produits estampillés « UWB » dès la fin des années 90.

I.3.3 2002 : Réglementation de l'UWB aux Etats-Unis

En février 2002, la décision de la FCC marque un tournant dans l'évolution de l'UWB en autorisant cette technique pour les applications de communications grand public [4]. Cette décision fût suivie en mars 2006 par celle de l'*Electronic Communications Committee* (ECC) pour ce qui est de la réglementation de l'UWB au niveau européen [12]. La mise à disposition de 7.5 GHz de bande pour des systèmes de communications n'est pas sans concession, la restriction majoritaire est la faible puissance mise en jeu. Cette limitation réduit le champ d'application de l'UWB aux communications haut débits, courtes portées désignées par la suite par *High Data Rate* (HDR) et aux communications bas débits, moyennes portées dénommées *Low Data Rate* (LDR).
De ces deux domaines d'applications sont nés deux standards : celui pour le HDR a été publié par l'*European Computer Manufacturers Association* (ECMA) en décembre 2005 sous la référence ECMA-368 [13] tandis que celui concernant le LDR, approuvé par l'*Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) le 22 mars 2007, porte la référence IEEE 802.15.4a [14] ; la publication officielle s'est faite au mois d'août 2007 après validation par l'IEEE *Review Committee* (RevCom).
Aujourd'hui, tous les éléments sont donc réunis pour que la prochaine étape du processus d'évolution de l'UWB soit la production de masse de dispositifs basés sur cette technologie.

I.4 Processus de réglementation UWB dans le monde

De manière systématique, l'introduction d'une nouvelle technique de communications sur le marché intervient après approbation par les organismes de réglementation et certification, ceci afin d'assurer la coexistence avec l'ensemble des dispositifs déjà existants. Les produits sans-fil sont de plus en plus présents, leur réglementation devient par la même occasion plus sévère. C'est pourquoi, afin de « décomplexifier » ces problèmes de coexistence, les bandes de fréquence attribuées tendent à ouvrir le spectre vers les hautes fréquences. Par exemple, il a été proposé pour les applications HDR l'utilisation d'une bande autour de 60 GHz mais ces fréquences élévées posent encore des problèmes techniques [15]. Dès lors, les bandes en dessous de 10 GHz sont de plus en plus chargées afin d'outrepasser ces contraintes technologiques.

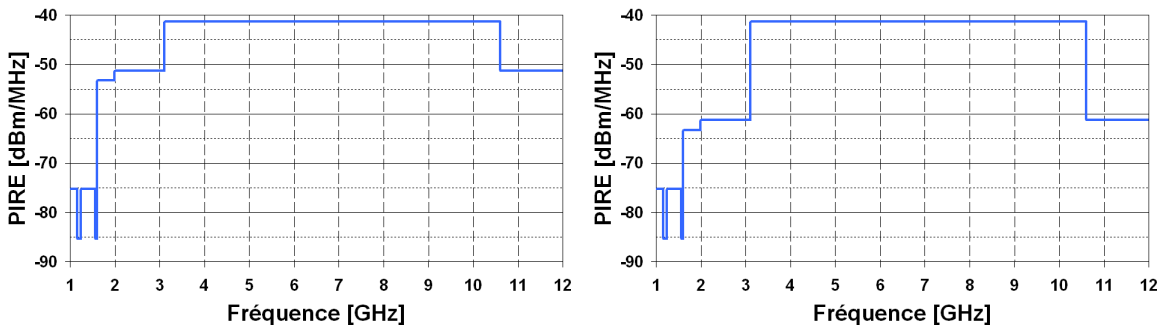
I.4.1 Réglementation d'un bruit ?

Tout dispositif électronique émet des rayonnements parasites. Considérés comme des émissions non-intentionelles, ces derniers sont tout de même réglementés afin de limiter le niveau du bruit ambiant. Dès lors, l'idée est venue d'émettre des signaux volontaires avec un niveau ne dépassant pas celui des rayonnements parasites afin d'accéder à une ressource spectrale non soumise à licence. Mais cette approche pose malgré tout un problème de coexistence avec les systèmes fonctionnant sous de faibles niveaux de puissance en réception tels que la téléphonie cellulaire (GSM, *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS)) ainsi que le *Global Positioning System* (GPS) [16] ou encore avec les systèmes *Wireless Local Area Network* (WLAN) opérant dans les mêmes bandes de fréquence [17].
Les Etats-Unis sont les premiers à traiter la question de la réglementation de ces émissions intentionnelles « ultra large bande » et proposent un compromis entre la protection des systèmes déjà existants et l'opportunité de développer une nouvelle technologie comme l'UWB. Dans ce domaine, l'Europe a une approche plus conservatrice en imposant des contraintes beaucoup plus strictes sur ces émissions UWB et attend les retours de l'introduction de tels dispositifs sur le marché américain pour en juger l'impact en conditions réelles.

I.4.2 Statut de la réglementation aux Etats-Unis

Aux Etats-Unis, l'organisme en charge de la réglementation du spectre à des fins non militaires est la FCC. Dès 1998, ce dernier a entamé le processus de réglementation de l'UWB qui s'est terminé en février 2002 par la mise à disposition de 7.5 GHz de bande continue non soumise à licence entre 3.1 GHz et 10.6 GHz, avec une puissance totale de l'ordre de 0.5 mW pour cette bande. L'ensemble des informations relatives à cette réglementation se trouve dans la partie 15 des textes de la FCC [18, 4]. Ces textes nous donnent premièrement

une définition d'un signal dit UWB comme stipulé dans la section I.2. Dans un second temps, nous retrouvons la spécification de la *Puissance Isotropique Rayonnée Equivalente* (PIRE) maximale autorisée qui est limitée à -41.3 dBm/MHz, ce qui correspond à une mesure à 3 m d'un champ électromagnétique de 500 μV/m dans toute bande de 1 MHz. A cela s'ajoute des contraintes d'émissions hors-bande, propres à chaque application, parmi lesquelles nous retrouvons les systèmes dits *Indoor* et *Hand-held*. Pour le cas *Indoor*, l'atténuation hors-bande est de 10 dB tandis qu'elle est plus sévère pour les dispositifs *Hand-held* du fait de leur utilisation en extérieur avec une atténuation hors-bande de 20 dB comme l'illustre la Figure I.2.



(a) Système *Indoor* (b) Système *Hand-held*

FIG. I.2: Masques d'émissions UWB de la FCC

Cette puissance de -41.3 dBm/MHz, soit 75 nW/MHz, correspond à une puissance moyenne émise pendant une durée n'excédant pas 1 ms. A cela s'ajoute une limitation en puissance crête mesurée autour du maximum spectral. Cette limite est fonction de la *Resolution Bandwidth* (RBW) utilisée lors de la mesure. Exprimée en dBm, cette limitation en puissance crête se calcule par la relation suivante :

$$P_{\text{crête}}^{FCC} = 20\log_{10}\left(\frac{RBW}{50}\right) \tag{I.4}$$

avec : $P_{\text{crête}}^{FCC}$ la limitation en puissance crête de la FCC [dBm],
RBW la RBW utilisée pour la mesure ($1\,\text{MHz} < RBW < 50\,\text{MHz}$) [MHz].

Retenons que pour une bande de mesure de 50 MHz, la puissance crête est limitée à 0 dBm. Par ailleurs, le Canada n'adopte pas systématiquement la réglementation appliquée aux Etats-Unis. Un processus de réglementation de l'UWB y est actuellement en cours, il prévoit d'être terminé d'ici la fin 2007.

I.4.3 Statut de la réglementation en Europe

Dans la zone géographique de l'Europe, deux organismes complémentaires sont chargés de la réglementation des systèmes de télécommunications. L'*European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) est chargé de la normalisation et de la compatibilité électromagnétique des systèmes communiquants tandis que la *Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications* (CEPT) prend les décisions concernant l'attribution spectrale. L'*European Radiocommunications Office* (ERO) intervient entre ces deux institutions afin d'y faciliter les échanges. Cependant, chaque pays peut aussi passer outre ces règles européennes et mettre en place sa propre réglementation si besoin.

La situation en Europe vis-à-vis de la réglementation de l'UWB n'est pas aussi claire que celle proposée outre-atlantique. La division ECC de la CEPT adopte une approche séquentielle en divisant les 7.5 GHz de bande de la FCC en plusieurs sous-bandes afin d'analyser les problèmes de coexistence relatifs à chacune de ces sous-bandes.
La première étape dans le processus de réglementation européen fut la décision prise en avril 2006, ECC/DEC/(06)04, qui autorise une activité UWB limitée à la bande $6-8.5$ GHz avec une puissance moyenne à l'émission de -41.3 dBm/MHz et une puissance crête de 0 dBm par 50 MHz de bande [19, 12]. Concernant les spécifications hors-bande, elles sont plus sévères que celle de la FCC – -85 dBm/MHz en deçà de 3.4 GHz par exemple – car des études ont montré que le masque de la FCC ne suffit pas à protéger une majorité des services de télécommunications déjà en fonctionnement.
Concernant la bande $3.4-4.8$ GHz, une seconde décision a suivi en décembre 2006 [20]. Cette décision ECC/DEC/(06)12 autorise une activité UWB dans cette bande $3.4-4.8$ GHz sous la condition de mettre en œuvre une technique dite *Low Duty Cycle* (LDC) visant à réduire la durée des émissions des dispositifs UWB. La mise en place de cette technique a pour objectif de protéger les systèmes *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) fonctionnnant autour de 3.5 GHz dans une bande soumise à licence. Les spécifications ECC de cette technique LDC sont résumées dans le Tableau I.1. Elle a été choisie au détriment d'une technique de type *Detect And Avoid* (DAA) qui consiste à réduire la puissance d'émission lorsqu'un système voisin bande étroite est détecté ; cette dernière fut considérée comme n'étant pas suffisament mature pour pouvoir être mise en œuvre.

En dehors de ces deux bandes, le processus de réglementation est toujours d'actualité. L'ouverture de la bande $8.5-9$ GHz est en cours d'analyse car l'impact des signaux UWB sur ceux des radars de surveillance fonctionnant dans cette bande n'est pas totalement connu. De même, l'ouverture de la bande $3.1-3.4$ GHz est toujours à l'étude car des systèmes radars fonctionnent déjà dans cette même bande de fréquence.
L'ensemble de ces spécifications relatives à la réglementation de l'UWB en Europe est résumé au travers de la Figure I.3. Notons que la sous-bande $4.2-4.8$ GHz ne nécessite pas

Spécifications ECC	Valeur
Durée maximale consécutive en émission	$< 5\,\text{ms}$
Durée moyenne sans émission entre deux paquets	$\geq 38\,\text{ms}$
Durée totale cumulée en émission par seconde	$< 50\,\text{ms}$
Durée totale cumulée en émission par heure	$< 18\,\text{s}$

TAB. I.1: Spécifications ECC de la technique LDC dans la bande $3.4 - 4.8\,\text{GHz}$

la mise en place d'une technique de type DAA jusqu'à la fin 2010 ; ceci correspond à une approche par phase dans le processus de réglementation de l'UWB.

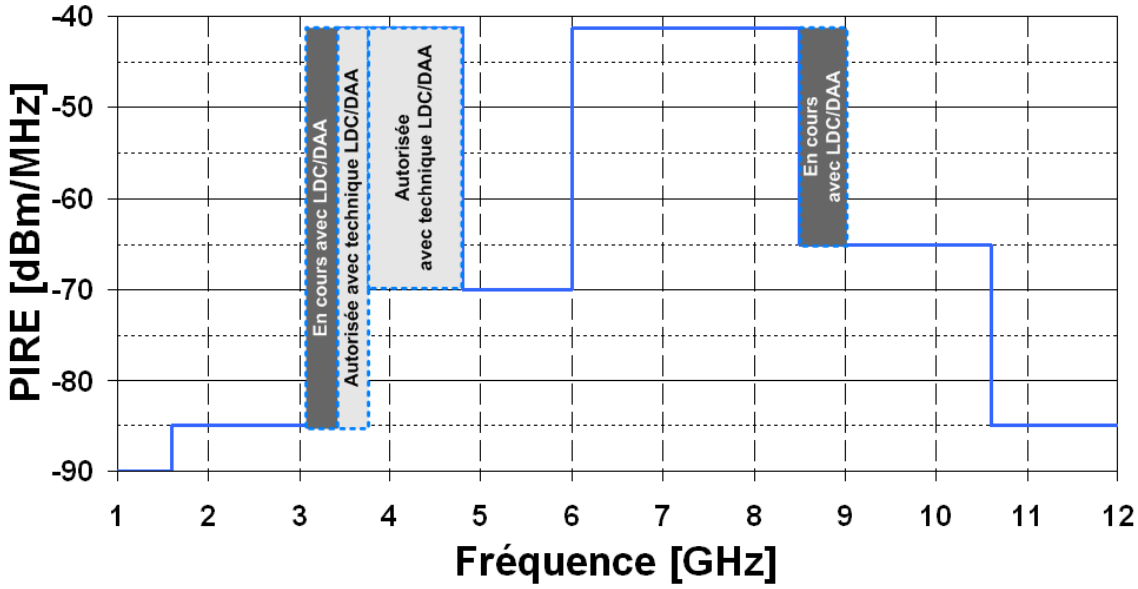


FIG. I.3: Masque d'émission ECC de l'UWB relatif à la zone Europe

I.4.4 Vers une convergence mondiale ?

La réglementation de l'UWB par la FCC en 2002 aux Etats-Unis a donné l'impulsion aux autres régions du monde telles que l'Europe et l'Asie pour entamer le processus de réglementation de l'UWB. Cependant, chaque région possède une propre occupation de sa ressource spectrale et il n'était donc pas envisageable pour l'Europe et l'Asie de reprendre les mêmes spécifications que celle de la FCC. Malgré cette contrainte et à la vue des statuts de la réglementation aux Etats-Unis, en Europe, au Japon, en Corée et en Chine, une bande « presque » mondiale est d'ores et déjà disponible entre $4.2\,\text{GHz}$ et $4.8\,\text{GHz}$ avec une DSP limitée à $-41.3\,\text{dBm/MHz}$. Dans le futur, il est fort probable que cette bande soit subor-

donnée à une technique de type DAA dans certaines régions afin d'améliorer la coexistence entre les sytèmes UWB et les autres [21]. Par ailleurs, l'évolution de la réglementation au niveau mondial va certainement ammener l'ouverture d'autres bandes communes comme celle entre 6 GHz et 8.5 GHz qui semble être la bande privilégiée à long terme pour la technologie UWB.

I.5 Fondamentaux de l'UWB

Avant de poursuivre plus en détails notre approche de la technologie UWB, il est nécessaire de prendre connaissance de ses concepts fondamentaux. Nous aborderons ces concepts théoriques en partant des allures d'impulsions vers les familles d'architectures de réception pour terminer par un bilan de liaison.

I.5.1 L'impulsion : support de l'information

I.5.1.1 Evolution de l'approche impulsionnelle

En tant qu'élément de base d'un lien de communication UWB, une grande variété de modèles mathématiques d'impulsions a été étudiée afin de tendre vers le compromis idéal entre complexité de la forme de l'impulsion et occupation spectrale. La littérature nous rapporte des études allant de la simple impulsion sinusoïdale fenêtrée par un rectangle à des impulsions beaucoup plus complexes comme celles basées sur des polynômes d'Hermite en passant par la famille des impulsions Gaussiennes [22, 23, 24].
Dès la mise à disposition d'une bande de 7.5 GHz par la FCC, le problème posé était de savoir comment nous pouvions occuper de manière optimale une si grande bande de fréquence. Plusieurs études ont rapporté des résultats d'impulsions optimisées pour le masque de la FCC [25, 26, 27, 28]. Cependant, les impulsions qui font références restent sans conteste celles de la famille des Gaussiennes.
Par ailleurs, la réglementation ayant évoluée au niveau mondial, des impulsions s'adaptant à des bandes de fréquence moins larges sont maintenant requises comme c'est le cas en Europe auxquelles s'ajoutent un accroissement des dispositifs multi-bandes.

I.5.1.2 Modèle de l'impulsion Gaussienne

D'un point de vue mathématique, l'expression typique d'une impulsion Gaussienne, notée $g(t)$, définie par son énergie $\mathscr{E}_G$ et son écart-type τ est de la forme :

$$g(t) = \sqrt{\frac{2\mathscr{E}_G}{\sqrt{\pi}\tau}} \times \exp\left(-\frac{t^2}{2\tau^2}\right) \tag{I.5}$$

Sa représentation fréquentielle, notée $G(f)$, s'obtient par TF. Cela nous donne :

$$G(f) = \sqrt{2\mathscr{E}_G\sqrt{\pi}\tau} \times \exp\left[-\frac{(2\pi f\tau)^2}{2}\right] \tag{I.6}$$

Néanmoins, il est plus fréquent d'utiliser les dérivées de I.5 dont la première s'appelle communément le monocycle Gaussien. En effet, les dérivées de la Gaussienne ont l'avantage de ne pas présenter de composante continue, ce qui limite les ondes stationnaires indésirables dans les antennes lors de l'émission. Les dérivées n-ièmes successives de la Gaussienne s'obtiennent récursivement à partir de l'expression suivante :

$$g^{(n)}(t) = -\frac{n-1}{\tau^2}g^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\tau^2}g^{(n-1)}(t) \tag{I.7}$$

Et la représentation spectrale par TF de I.7 s'écrit :

$$G^{(n)}(f) = (\imath 2\pi f)^n \sqrt{2\mathscr{E}_G\sqrt{\pi}\tau} \times \exp\left[-\frac{(2\pi f\tau)^2}{2}\right] \tag{I.8}$$

Pour exemple, les allures d'une impulsion Gaussienne et de ses trois premières dérivées, tant dans le domaine temporel que fréquentiel, sont illustrées sur la Figure I.4.

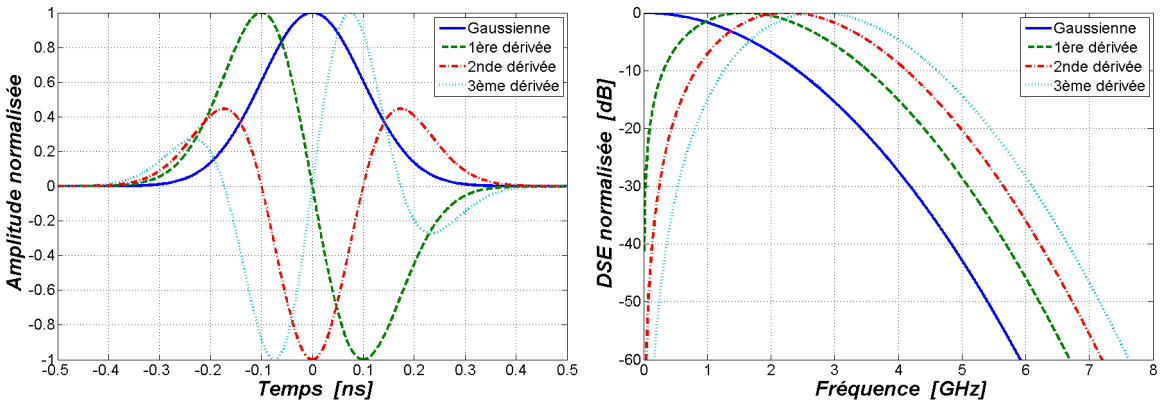


FIG. I.4: Impulsion Gaussienne et ses premières dérivées – $\tau = 100\,\text{ps}$

Malgré une grande occupation spectrale des premières dérivées, une dérivée d'ordre élevée est nécessaire pour occuper la bande de la FCC. Dans le cas des applications de type *hand-held*, il faut au moins une septième dérivée de Gaussienne pour ne pas avoir une DSP en dehors du masque de la FCC sans pour autant l'occuper de façon optimale [29, 30]. En effet, l'analyse de l'équation I.8 nous montre que l'ordre de la dérivée n est correlé avec le paramètre τ pour la détermination du maximum spectral. Si nous fixons l'ordre de la dérivée, une augmentation du paramètre τ entraîne un déplacement de ce maximum spectral vers les basses fréquences tout en réduisant la largeur de bande de l'impulsion.

I.5.1.3 Modèle de la Gaussienne transposée en fréquence

Afin de répondre à cette demande de flexibilité vis-à-vis des bandes de fréquence, l'impulsion Gaussienne transposée en fréquence est apparue comme étant une bonne candidate. Avec f_0 la fréquence de la porteuse et en se basant sur l'expression I.5 d'une simple Gaussienne, l'expression mathématique d'une telle impulsion, noté $p(t)$, est la suivante :

$$p(t) = \sqrt{\frac{2\mathscr{E}_G}{\sqrt{\pi}\tau}} \times \exp\left(-\frac{t^2}{2\tau^2}\right) \times \cos(2\pi f_0 t) \tag{I.9}$$

La TF de I.9 nous donne sa représentation fréquentielle :

$$P(f) = \sqrt{\mathscr{E}_G\sqrt{\pi}\tau} \times \left[\exp\left(-\frac{(2\pi\tau(f-f_0))^2}{2}\right) + \exp\left(-\frac{(2\pi\tau(f+f_0))^2}{2}\right)\right] \tag{I.10}$$

A l'inverse de l'impulsion Gaussienne prise seule, une impulsion Gaussienne transposée en fréquence permet de paramétrer de façon indépendante la position de l'impulsion d'un point de vue spectral par f_0 ainsi que sa largeur de bande par τ. Comme l'illustre la Figure I.5, il est dès lors possible d'optimiser les paramètres de l'impulsion afin d'occuper de façon optimale un gabarit fréquentiel donné comme un de ceux de la FCC.

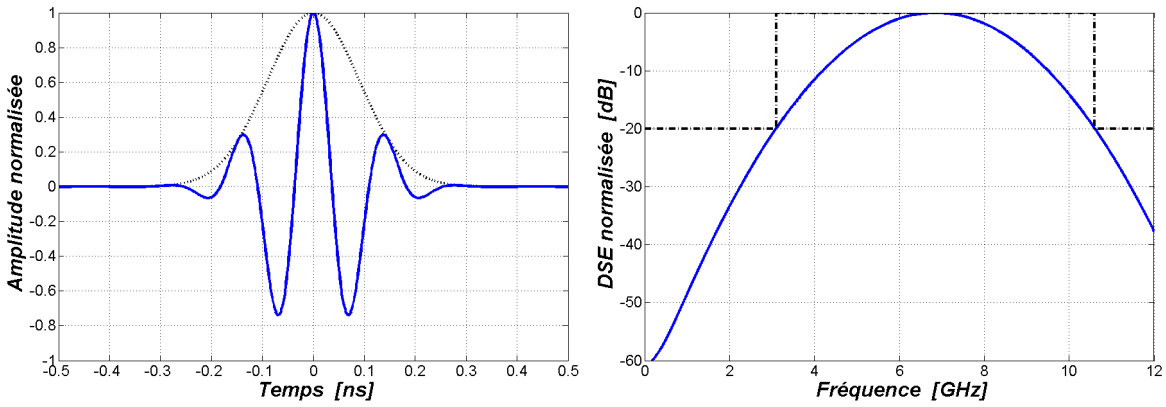


FIG. I.5: Impulsion Gaussienne transposée en fréquence – $f_0 = 6.85\,\text{GHz}$ et $\tau = 91\,\text{ps}$

I.5.2 Les modulations utilisées

Une grande variété de schémas de modulation peuvent être mis en œuvre dans un système UWB. La majorité de ces schémas sont basés sur une modulation de l'information soit en amplitude telle que la *Pulse Amplitude Modulation* (PAM) soit en position avec la *Pulse Position Modulation* (PPM). Ces modulations sont populaires de part leur simplicité et leur flexibilité envers les systèmes impulsionnels à faible rapport cyclique. Par ailleurs, il est possible de mélanger ces deux modulations afin de transmettre plusieurs bits d'information par

impulsion comme dans le cas d'une modulation conjointe amplitude/position ou d'utiliser la différence d'information entre deux impulsions afin de mettre en œuvre des modulations différentielles.

I.5.2.1 Modulation d'amplitude

La PAM est une technique de modulation impulsionnelle qui consiste à attribuer une amplitude à l'impulsion transmise en fonction de la donnée à transmettre. C'est donc une modulation à plusieurs états dont la représentation mathématique en bande de base est la suivante :

$$m(t) = \sum_{j \in \mathbb{Z}} a_j p(t - jT_s) \tag{I.11}$$

avec : a_j la séquence d'amplitudes correspondant aux données à transmettre, $a_j \in \mathbb{R}$,
T_s la durée des symboles [s].

Modulation OOK La modulation *On-Off Keying* (OOK), aussi connue sous le nom de modulation unipolaire, est une technique simple de modulation impulsionnelle d'amplitude dans laquelle la transmission d'une impulsion correspond à la transmission d'un « 1 » logique tandis que le « 0 » logique est codé par une absence d'impulsion comme l'illustre la Figure I.6.

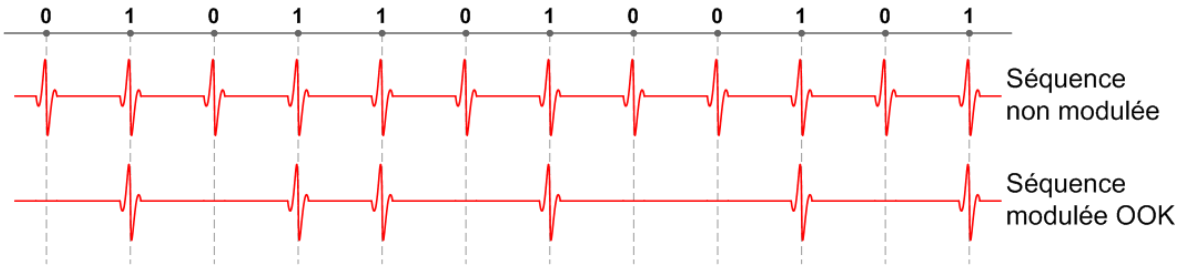


FIG. I.6: Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en OOK

Cette modulation est un cas particuler de la PAM, plus facile à mettre en œuvre car elle contient seulement un niveau d'amplitude.

Modulation BPSK La modulation *Binary Phased Shift Keying* (BPSK) est un autre cas particulier de la PAM. Son principe repose sur l'utilisation de l'information de phase – le signe – pour coder l'impulsion comme l'illustre la Figure I.7.
Comparée à une modulation OOK, cette modulation BPSK est plus efficace d'un point de vue énergétique car l'écart d'énergie entre deux symboles est maximisé. En démodulation, le taux d'erreurs binaire en sera donc amélioré [31]. De plus, la DSP d'un signal modulé en

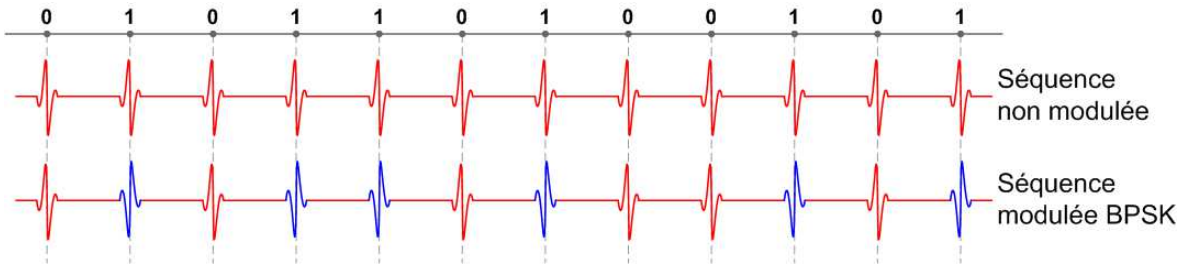


FIG. I.7: Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en BPSK

BPSK ne possède pas de composante discrète car le signal transmis est de moyenne nulle ce qui permet de maximiser la DSP à l'inverse d'une modulation OOK [32].

I.5.2.2 Modulation de position

La PPM est une modulation dans laquelle l'information est codée par la position temporelle de l'impulsion et non pas par son amplitude. Dès lors, toutes les impulsions transmises sont identiques comme l'illustre la Figure I.8. Cette modulation est à plusieurs états car plusieurs positions temporelles sont possibles pour l'impulsion.

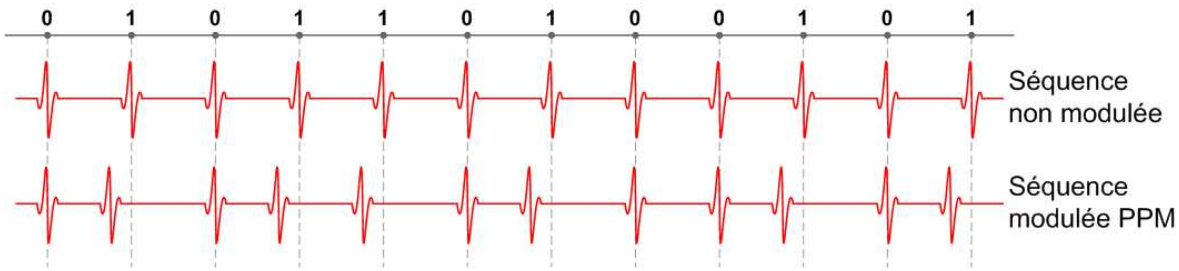


FIG. I.8: Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PPM

L'expression mathématique d'une telle modulation est la suivante :

$$m(t) = \sum_{j \in \mathbb{Z}} p\left(t - \delta b_j - jT_s\right) \tag{I.12}$$

avec : δ l'indice de la modulation [s],
b_j la séquence des positions correspondant aux données à transmettre, $b_j \in \mathbb{N}$,
T_s la durée des symboles [s].

En terme de performance en démodulation, la PPM affiche les mêmes performances que la modulation OOK. Elle est donc aussi sous-optimale par rapport à une modulation BPSK [31].

I.5.2.3 Techniques d'accès multiples

L'UWB impulsionnelle permet la mise en œuvre de techniques d'accès multiples afin d'augmenter la robustesse du lien de communication et permettre ainsi l'accès à un même médium pour plusieurs utilisateurs. Les techniques de *Time-Hopping* (TH) et de *Direct Sequence* (DS) sont deux des techniques les plus couramment utilisées.

Time-Hopping (TH) La technique la plus fréquemment utilisée est celle du TH. Cette dernière consiste à appliquer une séquence de sauts temporels aux modulations presentées précédemment afin de réduire les collisions avec d'autres utilisateurs en assignant par exemple à chaque utilisateur une séquence unique. Au niveau de la réception, chaque utilisateur peut détecter l'information seulement dans les intervalles correspondant à sa séquence s'il connaît *a priori* cette dernière. La représentation mathématique d'un signal modulant de type PAM transmis par un utilisateur k est la suivante :

$$m^k(t) = \sum_{j\in\mathbb{Z}} a_j^k p\left(t - c_j^k T_c - jT_s\right) \tag{I.13}$$

avec :
- a_j^k la séquence des données à transmettre du k-ième utilisateur, $a_j^k \in \mathbb{R}^+$,
- c_j^k la séquence de TH du k-ième utilisateur,
- T_c la durée des intervalles du code de TH [s],
- T_s la durée des symboles [s].

Direct-Sequence (DS) La DS est une autre forme de technique d'accès multiples couramment utilisée dans les systèmes UWB impulsionnel, même si cette dernière est limitée aux modulations de type PAM. Le principe repose sur la modulation d'un train continu d'impulsions par une séquence *Pseudo-random Noise* (PN) antipolale. Au niveau du récepteur, le signal reçu est démodulé en utilisant la même séquence PN qui est dans le principe unique pour chaque utilisateur lors de la communication. Dès lors, le niveau d'interférence avec les autres utilisateurs est fortement diminué si les séquences PN utilisées ont de bonnes propriétes d'auto- et d'inter-corrélations. La représentation mathématique d'un signal PAM codé sur ce principe est la suivante :

$$m^k(t) = \sum_{j\in\mathbb{Z}} \sum_{n=0}^{N_{DS}-1} a_j^k s_n^k p\left(t - nT_c - jT_s\right) \tag{I.14}$$

avec : a_j^k la séquence des données à transmettre du k-ième utilisateur, $a_j^k \in \mathbb{R}^+$,
s_n^k la séquence DS du k-ième utilisateur,
N_{DS} la longueur des séquences DS,
T_c la durée des intervalles de la séquence DS [s],
T_s la durée des symboles [s].

Notons que la technique DS « consomme » N_{DS} impulsions par symbole transmis comparé à la technique TH qui augmente le niveau de modulation de l'impulsion transmise. Dès lors, la technique DS présente un gain de traitement intrinsèque égal à $10\log_{10}(N_{DS})$.

I.5.3 Les antennes

Dans les systèmes bande étroite, il est fréquent de retrouver des antennes résonantes, accordées sur la fréquence centrale d'un ensemble de canaux afin par exemple d'y maximiser l'efficacité. Il est dès lors supposé que l'antenne a un gain et un rendement constants dans la bande considérée à l'inverse d'un système UWB dont les grandeurs caractéristiques de l'antenne telles que le gain ou la position des centres de phase varient en fonction de la fréquence [33]. Ces variations ont comme conséquence la distortion de l'impulsion transmise [34, 35, 36]. En effet, ces variations peuvent se voir comme une fonction de filtrage appliquée en sortie de l'antenne. La variation du gain correspondrait à une amplitude non constante dans la bande passante du filtre tandis que la variation des centres de phases peut être assimilée à un retard de groupe non constant au niveau de ce même filtre. Dès lors, l'impulsion est filtrée ; ses allures temporelle et fréquentielle en sont donc modifiées.

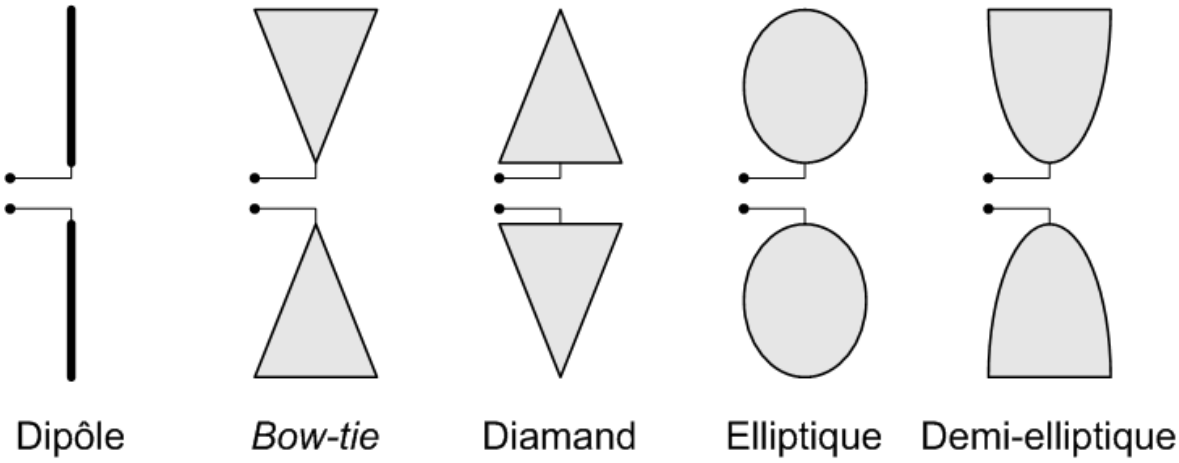


FIG. I.9: Exemples d'antennes planaires dérivées du dipôle

La littérature nous fait part de diverses études et réalisations d'antennes large bande visant à limiter ces dérives en fonction de la fréquence dans le but d'obtenir une antenne pouvant opérer dans la bande FCC [37, 38, 39, 40, 41]. L'approche la plus répandue est basée autour d'une antenne dipôle. Afin d'augmenter la largeur de bande d'un dipôle, il est possible

d'élargir ce dipôle au niveau de son alimentation pour former une antenne Diamant ou alors au niveau de ses extrémités pour obtenir une antenne *Bow-tie*. D'autres variantes planaires peuvent être dérivées d'un dipôle à l'image des antennes elliptique et demi-elliptique comme l'illustre la Figure I.9. De manière générale, ces antennes présentent en entrée une impédance différentielle de 100 Ω car techniquement plus facile à réaliser. En effet, la transition d'impédance entre l'entrée de l'antenne et l'impédance de l'air (377 Ω) est dans ce cas plus petite comparée à une antenne dite 50 Ω.
Néanmoins, les réglementations européenne et asiatiques imposent l'utilisation de bandes de fréquence réduites en comparaison avec celles de la FCC ce qui permet de relâcher les contraintes énoncées précédemment. Le développement d'antennes dédiées à l'application est alors facilité [42, 43, 44].

I.5.4 Le modèle de canal

Un modèle de canal a pour objectif de prendre en compte l'ensemble des phénomènes liés à la propagation d'un signal dans un médium associé à un environnement donné. Nous pouvons cependant distinguer deux types de phénomènes. Le premier est relatif à l'atténuation du signal entre les antennes d'émission et de réception ; c'est ce que nous appelons communément le *pathloss*. Le second type de phénomène fait référence à la manière dont l'énergie reçue est répartie dans le temps ; cette répartition de l'énergie est modélisée par un profil de décroissance énergétique. L'expérience montre qu'il est plus facile d'établir un modèle statistique de canal qu'un modèle déterministe au vue de la complexité des trajets effectués par le signal émis. Plusieurs études ont été menées afin d'obtenir un modèle précis de canal UWB tout en restant suffisament ouvert pour être appliqué à différentes configurations et pas simplement à celle de la mesure [45, 46, 47, 48]. Dans le cadre des travaux menés pour la standardisation de l'UWB par l'IEEE 802.15.TG4a, un modèle statistique de canal UWB a été développé prenant en compte différents environnements, que ce soit à l'intérieur ou à l'extérieur de bâtiments, avec ou sans un signal en ligne de vue [49].

I.5.4.1 Modélisation des pertes de transmission (*pathloss*)

Dans un système de communication sans-fil, la puissance du signal reçue au niveau de l'émetteur diminue avec l'augmentation de la distance entre l'émetteur et le récepteur comme l'illustre la formule de Friis. Mais dès le moment où nous considérons un environnement réel, la formule de Friis devient trop approximative car l'énergie reçue est la somme vectorielle des différents trajets effectués par le signal [50, 51]. Dès lors, une formule générale incluant les phénomènes de réflexion, de diffraction et de dispertion, valable autant pour des trajets de types *Line-Of-Sight* (LOS) et *Non Line-Of-Sight* (NLOS), est requise [52, 49]. Mathématiquement, cela nous donne :

$$PL(d) = PL_0 + 10n\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + 20\log_{10}\left(\frac{f_g}{f_0}\right) + S(0,\sigma) \tag{I.15}$$

avec :

PL	l'atténuation à une distance d [dB],
PL_0	l'atténuation de référence pour d_0 et f_0 [dB],
n	l'exposant des pertes,
d	la distance entre l'émetteur et le récepteur [m],
d_0	la distance de référence du modèle statistique [m],
f_g	la fréquence géométrique[5] du lien de communication [Hz],
f_0	la fréquence de référence du modèle statistique [Hz],
$S(0,\sigma)$	une variable aléatoire Gaussienne modélisant l'évanouissement [dB].

Les paramètres PL_0 et n sont en général extraits de mesures ainsi que l'écart-type σ de la variable aléatoire S qui modélise le phénomène d'évanouissement présent lors d'une propagation dans un espace perturbé. Les travaux de l'IEEE 802.15.TG4a ont permis d'isoler cinq environnements génériques modélisant la majorité des environnements d'applications de l'UWB. La Figure I.10 rapporte les valeurs de *pathloss* établis en fonction de la distance émetteur-récepteur pour ces cinq environnements.

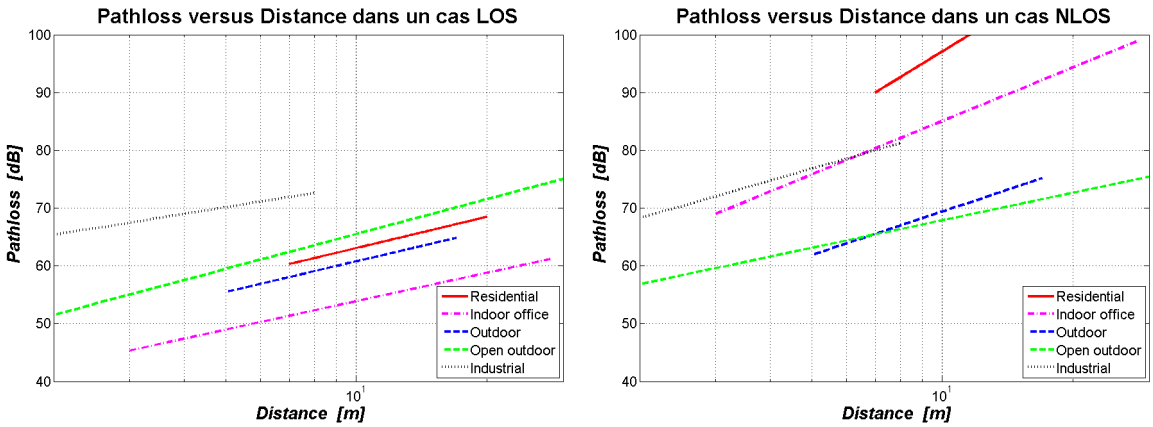


FIG. I.10: *Pathloss* pour différents environnements dans des cas LOS et NLOS @5 GHz

I.5.4.2 Modélisation du profil de décroissance de l'énergie

La modélisation du profil de décroissance énergétique proposée dans le modèle de l'IEEE 802.15.TG4a est dérivée du modèle de Saleh-Valenzuela [53]. Ce dernier prend en compte le phénomène de *clusters* mis en évidence par les mesures de canaux en plus du modèle de décroissance de l'énergie reçue. Ce phénomène de *clusters* traduit l'observation faite que dans

[5] La fréquence géométrique f_g est égale à $\sqrt{\left(f_c - \frac{BW}{2}\right)\left(f_c + \frac{BW}{2}\right)}$ avec respectivement f_c et BW la fréquence centrale et la largeur de bande à -3 dB du signal considéré.

un environnement riche en multi-trajets, l'énergie arrive par paquet au niveau du récepteur et non de façon continue au cours du temps.

I.5.5 Les types de récepteur

Même s'il existe une grande variété d'architectures de réception en UWB, il est possible de classer ces architectures en deux grandes familles qui sont d'une part la famille des récepteurs cohérents et d'autre part celle des récepteurs non-cohérents [54]. La Figure I.11 illustre de façon schématique le principe de fonctionnement des récepteurs de ces deux familles.

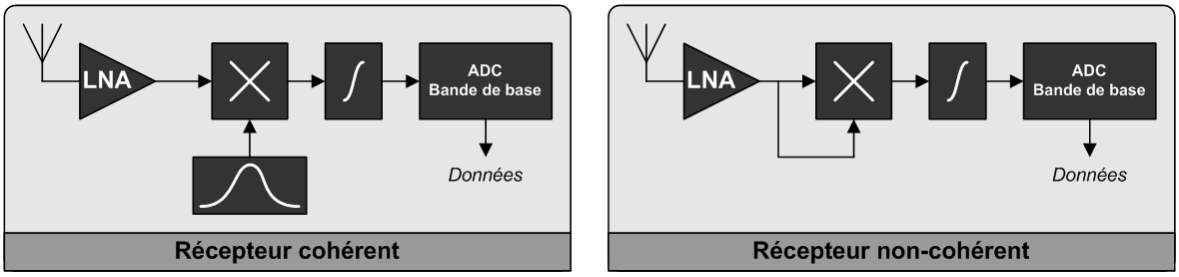


FIG. I.11: Comparaison des récepteurs de types cohérent et non-cohérent

I.5.5.1 Récepteurs cohérents

En UWB, afin d'exploiter au mieux la diversité de canal, une architecture conventionnelle de type cohérente est la plus appropriée car elle est capable de capturer l'énergie correspondant à un nombre important de multi-trajets. Le principe d'une telle architecture repose sur l'analyse des pics de corrélation entre le signal reçu et une impulsion de référence. Cependant, il est fréquent que les impulsions transmises soient distordues à la traversée du médium de transmission ce qui complique la tâche de ce type de récepteur lors des phases de synchronisation et de démodulation. Dès lors, les récepteurs cohérents sont plus destinés à des applications de type HDR dans lesquelles l'augmentation du débit des données se fait au détriment d'une augmentation de la complexité et de la consommation du récepteur car une synchronisation précise émetteur-récepteur et de complexes algorithmes sont requis.

I.5.5.2 Récepteurs non-cohérents

Une approche différente, basée sur une détection non-cohérente de l'information, permet de passer outre certains problèmes liés aux architectures cohérentes. Le principe de ce type de récepteur repose sur la détection de l'énergie transmise par une mise au carré du signal reçu ; une complexe estimation de canal ainsi qu'une synchronisation précise ne sont donc pas nécessaires. Il faut noter cependant que ce type d'architecture est sous-optimale comparée à une architecture cohérente car le signal utilisé lors de la démodulation est plus bruité. Dans le

cas d'une modulation OOK par exemple, la décision est prise en comparant l'énergie reçue par rapport à un seuil fixé au dessus du niveau de bruit, parfois difficile à déterminer. Dès lors, cette famille d'architectures se destine à des applications de type LDR dans lesquelles les contraintes de consommation et de complexité doivent être traitées en même temps.
Notons par ailleurs que ce type de récepteur ne permet pas la démodulation de l'information de phase contenue dans l'impulsion à l'image d'une modulation BPSK.

I.5.6 Bilan de liaison

Avant de poursuivre notre investigation de la technologie UWB, il est intéressant de dresser un bilan de liaison afin d'évaluer les performances qu'il est possible d'atteindre avec un système de type UWB. Pour illustrer ce bilan de liaison (voir Tableau I.2), nous avons pris comme base le modèle de l'IEEE 802.15.TG4a dans un cas LOS pour chaque environnement.

Item	Unité	Valeur	Residential	Indoor Office	Outdoor	Open Outdoor	Industrial
EMETTEUR							
DSP de la FCC/ECC	dBm/MHz	-41.3					
Largeur du canal considéré	MHz	500					
Puissance à l'émission	dBm/MHz	-14.31					
Facteur correctif à l'émission	dB	2.1					
Puissance transmise	**dBm**	**-16.41**					
PATHLOSS							
Fréquence géométrique (f)	GHz	4					
Distance (d)	m	**10**					
Pathloss de référence @1m/5GHz (PL0)	dB		43.9	36.6	43.3	46.4	56.7
Exposant du Pathloss (n)	none		1.79	1.63	1.76	2.00	1.20
Evanouissement (S)	dB		2.2	1.9	0.8	0.0	6.0
Pathloss (PL)	**dB**		**62.06**	**52.86**	**59.76**	**64.46**	**72.76**
RECEPTEUR							
Puissance reçue	dBm		-78.47	-69.27	-76.17	-80.87	-89.17
Bruit thermique @290K	dBm/MHz	-114					
Puissance du bruit	dBm	-87.01					
RSB à l'antenne	**dB**		**8.54**	**17.74**	**10.84**	**6.14**	**-2.16**

TAB. I.2: Bilan de liaison basé sur le modèle IEEE 802.15.TG4a dans un cas LOS

Au niveau de l'émission, nous avons considéré un canal de 500 MHz, centré en 4 GHz. La puissance transmise est celle correspondant à la limite de la FCC à laquelle s'ajoute un facteur correctif car l'impulsion Gaussienne transmise n'occupe pas tout le canal avec la même DSP [55]. Le modèle du *pathloss* correspond à celui de l'IEEE 802.15.TG4a, pris pour chaque environnement à une distance de 10 m. Au niveau du récepteur, nous calculons le RSB à l'antenne dans le cas d'un bruit thermique de 290 K.
Nous constatons que, en fonction des environnements, nous avons un écart important – de l'ordre de 20 dB – sur le RSB à l'antenne. Par ailleurs, le RSB est meilleur dans les cas *Indoor* comparés aux cas *Outdoor* ce qui s'explique par un nombre plus important de multi-trajets en *Indoor* et donc une énergie reçue plus importante, ceci au détriment de l'absence de phénomène d'évanouissement. Un exemple de la littérature rapporte un RSB requis à l'antenne de l'ordre de 0 dB pour un taux d'erreurs binaire de 10^{-3} en réception à 1 Mbps [56] ; ceci laisse donc peu de marge dans certains environnements pour accroître la portée du système avec un débit 1 Mbps.

I.6 Le standard IEEE 802.15.4a

I.6.1 Positionnement des standards du « IEEE 802 »

Issus de concensus entre différents partis industriels et institutionnels, les normes ou standards sont établis de manière à proposer un référentiel commun destiné à harmoniser les activités d'un secteur comme celui des télécommunications. Le « IEEE 802 », comité de l'IEEE, a pour rôle d'harmoniser les travaux effectués sur une famille de standards relatifs aux *Local Area Networks* (LANs) et *Metropolitan Area Networks* (MANs). Ses activités portent sur les deux couches inférieures du modèle *Open Systems Interconnection* (OSI) qui en comporte sept à savoir les couches physique et liaison de données. Pour mémoire, le modèle OSI est un modèle de communications entre ordinateurs permettant d'offrir une base commune à la description de tout réseau informatique [57].

La couche liaison de données a pour fonction de gérer les communications entre deux systèmes directement reliés entre eux par un support physique. Pour ce faire, elle décrit la construction des paquets à partir de bits isolés dans le cas de l'émission et permet de délimiter un flot continu de bits en ces mêmes paquets lors de la réception. En pratique, cette couche est subdivisée en deux sous-couches : la sous-couche haute dite *Logical Link Control* (LLC) et la sous-couche basse dite *Medium Access Control* (MAC). La sous-couche LLC, indépendante des mécanismes d'accès au support physique, sert principalement à la gestion des erreurs tandis que la sous-couche MAC assure la gestion et la synchronisation de l'accès au support physique.
La couche PHY, première couche du modèle OSI, est elle chargée de la transmission « brute » du flot binaire venant de la sous-couche MAC vers le médium de transmission, ceci sans connaître ni la structure, ni la signification de ces bits. A ce niveau, l'accent est mis sur l'amplitude du signal, la puissance d'émission ou encore la bande de fréquence utilisée mais aussi sur le codage de canal permettant de compenser les pertes au niveau du médium de transmission et sur le préambule de synchronisation.

I.6.2 Pourquoi le standard IEEE 802.15.4a ?

Les travaux menés par le groupe de travail IEEE 802.15.TG4 sur des solutions bas débit à très faible complexité pour des applications de type *Wireless Personal Area Network* (WPAN) ont donné naissance au standard IEEE 802.15.4-2003, ratifié en mai 2003 [58], puis révisé en 2006.
Dans la continuité, le groupe de travail IEEE 802.15.TG4a propose un amendement à ce standard pour le développement d'une couche PHY alternative. Le principal intérêt de cette nouvelle couche PHY sera de fournir une fonctionnalité de communication avec une forte densité spatiale couplée à une faculté de localisation, le tout sous la contrainte de la très

basse consommation. A cela s'ajoute un débit utile variable associé à une augmentation de la portée ou une diminution de la consommation. En comparaison avec le standard IEEE 802.15.4, ces plus-values offrent de nouvelles opportunités applicatives comme celles des *Wireless Body Area Networks* (WBANs) et WSNs.
Le IEEE 802.15.TG4a proposa en mars 2005 les spécifications de base de cet amendement. Ces dernières s'articulent autour de deux couches PHY alternatives : une première basée sur l'étalement de spectre par *chirp* (*Chirp Spread Spectrum* (CSS)) opérant dans la bande *Industrial, Scientific and Medical* (ISM) autour de 2450 MHz et une seconde utilisant la radio impulsionnelle (UWB–IR) dans une bande allant jusqu'à 10 GHz. La septième version préliminaire, P802.15.4a/D7, a été approuvée le 22 mars 2007 comme un nouvel amendement au standard IEEE 802.15.4-2006. La publication officielle de cet amendement s'est faite en août 2007[14]. Au niveau MAC, le standard IEEE 802.15.4a reprend les primitives du standard IEEE 802.15.4-2006 ce qui facilitera son intégration avec le protocole de haut niveau ZigBee.

I.6.3 Description de la couche PHY–UWB

I.6.3.1 Allocation fréquentielle

Les spécifications de l'allocation fréquentielle présentée dans le standard IEEE 802.15.4a concernant la couche PHY relative à l'IR, dénommée PHY–UWB par la suite, font partie des caractéristiques du *Physical Medium Dependance* (PMD) du standard. La Figure I.12 présente la manière avec laquelle les seize canaux ont été alloués aux trois gammes de fréquence disjointes disponibles pour cette couche PHY–UWB, gammes résumées ci-après :
– la gamme « Sub-GHz » pour un canal unique entre 250 MHz et 749 MHz,
– la gamme « Low-Band » pour l'ensemble des 4 canaux entre 3245 MHz et 4742 MHz,
– la gamme « High-Band » pour l'ensemble des 11 canaux entre 5949 MHz et 10234 MHz.
La bande de fréquence allant de 4.8 GHz à 5.9 GHz est laissée libre de tout signal UWB se référant à ce standard afin de ne pas perturber les systèmes de type WLAN déjà présents dans cette partie du spectre même si la FCC met cette dernière à disposition.

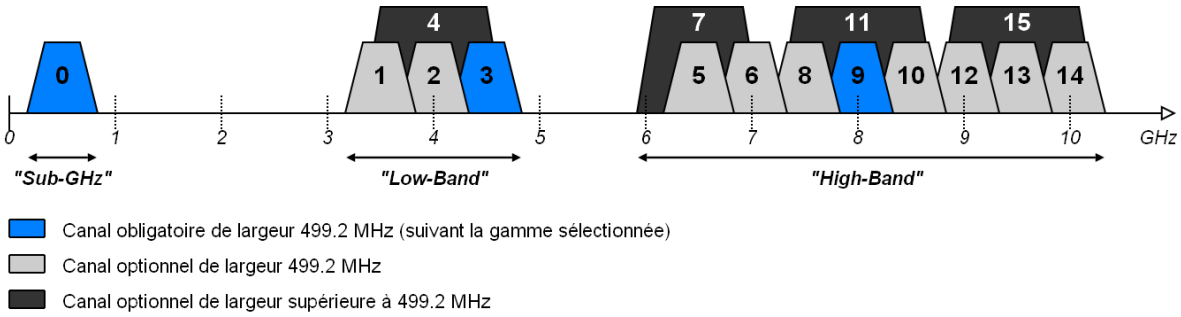


FIG. I.12: Bandes de fréquence de la couche PHY–UWB du standard IEEE 802.15.4a

Un dispositif conforme au standard doit pouvoir fonctionner dans l'une des trois gammes de fréquence et doit obligatoirement adresser le canal obligatoire de la ou des gammes choisies. Dans le cas de la gamme « Low-Band », le canal obligatoire est le canal 3, centré sur 4492.8 MHz et ayant une largeur de bande de 499.2 MHz définie dans les termes du standard comme étant la largeur de l'impulsion mesurée à 3 dB. Pour ce qui est de la gamme « High-Band », le canal 9, centré à 7987.2 MHz et avec une largeur de bande de 499.2 MHz, est le canal obligatoire. Notons que dans chaque canal physique, il existe deux canaux logiques définis comme l'association d'un canal physique et d'un préambule. Ceci mène donc à 32 le nombre de canaux logiques disponibles pour l'ensemble des trois gammes.

I.6.3.2 Format de la trame

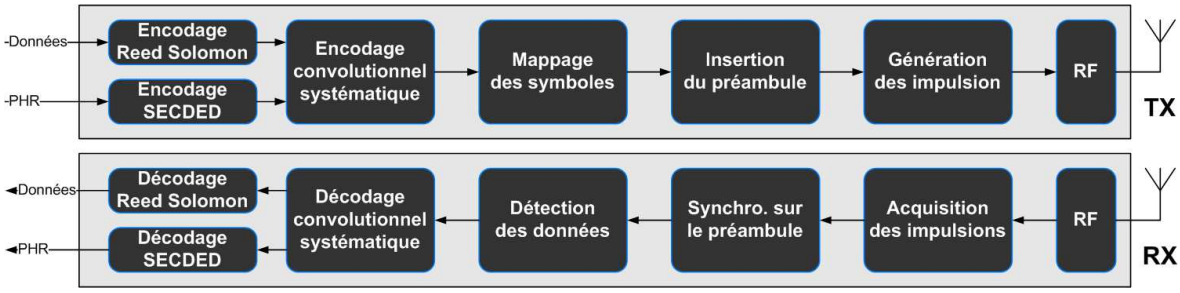


FIG. I.13: Diagramme des opérations de la couche IEEE 802.15.4a PHY–UWB

La Figure I.13 présente un diagramme des opérations mettant en évidence les différentes étapes de la mise en forme des données effectuée au niveau de la couche PHY–UWB. Concernant l'émission, nous retrouvons les parties mise en forme de la trame, encodage, insertion du préambule et génération des impulsions. Pour ce qui est de la réception, le décodage est effectué après synchronisation sur le préambule.
Au niveau de la couche PHY, la trame est l'entité la plus complexe en terme de mise en forme des données. Présentée sur la Figure I.14 après encodage, elle est composée de trois composants majeurs qui sont le préambule de synchronisation (*Synchronization Header* (SHR)) suivi de l'entête (*Physical Header* (PHR)) puis des données encodées issues du *Physical Service Data Unit* (PSDU) de la couche MAC à travers le *Service Acces Point* (SAP) et notées *Encoded Physical Service Data Unit* (EPSDU).

Le préambule SHR est subdivisé en deux parties distinctes. La première partie est utilisée pour à la synchronisation, l'estimation de canal et la mesure de distance ; elle est appelée *Synchronization* (SYNC). La longueur de cette partie varie de 16 à 4096 symboles, chaque symbole étant encodé par un unique code ternaire de longueur 31 ou 127. La seconde partie, nommée *Start Frame Delimiter* (SFD), contient quant à elle une séquence permettant de délimiter les trames transmises. La modulation utilisée pour ce SHR est de type impulsionnel ternaire, soit $\{+1, 0, -1\}$.

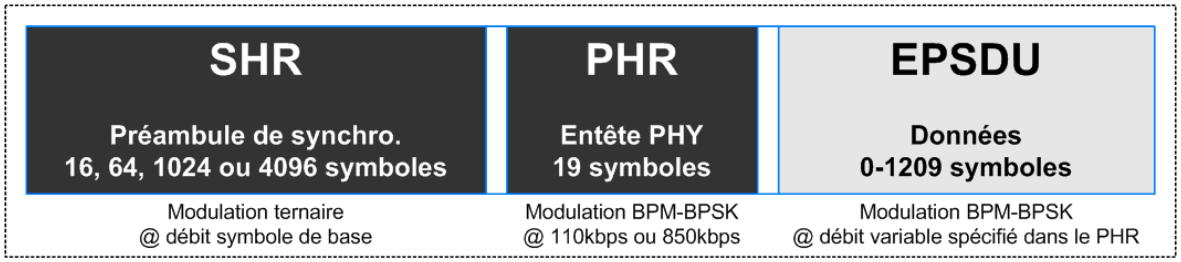


FIG. I.14: Format d'une trame IEEE 802.15.4a PHY–UWB

L'entête PHR vient se placer directement à la suite du SHR. Le rôle de cette entête est de transmettre les informations nécessaires au bon décodage des bits de la trame telle que le débit utilisé pour la transmission des données. Le schéma de modulation utilisé pour le PHR est de type *Burst Position Modulation – Binary Phased Shift Keying* (BPM–BPSK), encodé par *Single Error Correct, Double Error Detect* (SECDED).
Pour finir, les données issues du PSDU sont encodées par un code Reed Solomon de type $(K+8,K)$ ajoutant 48 bits de parité aux données suivies par un code convolutionnel systématique de type $R = 1/2$ générant un bit de position et un bit de polarité afin de former l'EPSDU. Ces deux bits sont ensuite modulés par un schéma de type BPM–BPSK. Ces deux codages appliqués au PSDU forment ce que nous appellons communément le codage canal (*Forward Error Correction* (FEC)).

I.6.3.3 Structure d'un symbole et schémas de modulation

La modulation utilisée au niveau du préambule est une modulation impulsionnelle ternaire dans laquelle l'information est codée par la présence ou non d'impulsions puis par le signe de l'impulsion lorsque cette dernière est présente. Concernant le PHR et les données, la modulation mise en œuvre est de type BPM associée à une modulation de phase de type BPSK. Le terme BPM rappelle une modulation de type PPM dans laquelle les impulsions isolées sont remplacées par un train d'impulsions successives que nous nommerons communément *burst*. Rapporté au niveau de la trame, la Figure I.15 illustre ces différents schémas de modulation. Que ce soit dans le cas du préambule ou des données, les modulations utilisées permettent au standard de supporter tout type de récepteur, qu'il soit cohérent ou non cohérent. En effet, un récepteur non cohérent n'a *a priori* pas la capacité de démoduler l'information de phase contenue dans chaque impulsion. C'est pourquoi la modulation de type BPSK est utilisée en complément de la modulation de type PPM afin augmenter la robustesse de la modulation mais cette information de phase n'est en aucun cas nécessaire à la démodulation. Dans le cas de la modulation de type BPM–BPSK, un symbole peut transporter deux bits d'information. Le bit systématique, noté g_0, sert à déterminer la position du *burst* dans le symbole tandis que le bit de polarité, noté g_1, est utilisé pour moduler en phase ce même *burst*. La granularité temporelle de cette modulation est le *chip* qui représente la durée d'une

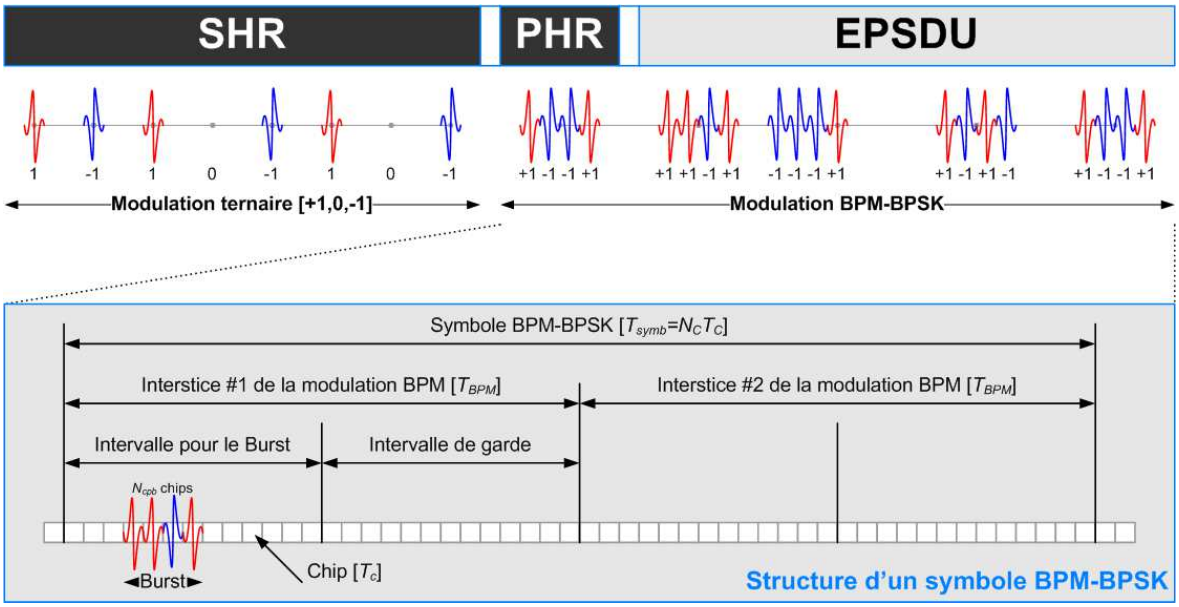


FIG. I.15: Schéma des modulations de la couche IEEE 802.15.4a UWB–PHY

impulsion, soit environ 2 ns dans le cas des canaux obligatoires.

Description d'un symbole BPM–BPSK Comme l'illustre la Figure I.15, tout symbole modulé en BPM–BPSK d'une durée T_{symb} est constitué de N_c *chips* de durée T_c, soit la relation $T_{symb} = N_c T_c$. Chaque symbole peut ensuite être divisé en deux interstices équivalents de durée T_{BPM}, soit $T_{BPM} = T_{symb}/2$. Chacun de ces deux interstices est ensuite composé de deux intervalles : le premier définit les positions possibles du *burst* tandis que le second permet de créer une bande de garde afin de bien séparer les deux états de la modulation et ainsi limiter l'interférence entre les symboles.
Pour transmettre l'information, un *burst* de durée T_{burst}, composé de N_{cpb} *chips* ($T_{burst} = N_{cpb} T_c$), est placé dans l'un de ces deux interstices ; il est alors modulé en position. A cette première modulation est ajoutée une modulation de phase de ce même *burst*, laquelle est obtenue en inversant ou non la polarité des impulsions constituant le *burst*.
Par ailleurs, notons que seulement un *burst* est transmis par symbole. Dans la pratique, la durée d'un *burst* est largement inférieure à la durée d'un interstice ($T_{burst} \ll T_{BPM}$) ; ceci autorise un accès multi-utilisateurs par l'emploi d'une séquence de type TH entre les différentes positions possibles du *burst* dans l'interstice.

Expression mathématique d'un symbole BPM–BPSK D'un point de vue mathématique, l'expression temporelle d'un k-ième symbole $s^{(k)}$ modulé suivant un schéma BPM–BPSK s'exprime de la manière suivante :

$$s^{(k)}(t) = \left[1 - 2g_0^{(k)}\right] \sum_{n=1}^{N_{cpb}} \left[1 - 2s_{n+kN_{cpb}}\right] \times p\left(t - nT_c - g_1^{(k)} T_{BPM} - h^{(k)} T_{burst}\right) \tag{I.16}$$

avec :
- $g_0^{(k)}$ le bit d'information de phase du *burst*,
- N_{cpb} le nombre de *chips* par *burst*,
- $s_{n+kN_{cpb}}$ la séquence d'étalement durant le k-ième symbole,
- $p(t)$ l'allure temporelle de l'impulsion transmise,
- T_c la durée d'un *chip* [s],
- $g_1^{(k)}$ le bit d'information de position du *burst*,
- T_{BPM} la durée d'un interstice de la modulation [s],
- $h^{(k)}$ la séquence de type TH,
- T_{burst} la durée d'un *burst* [s].

I.6.4 Spécifications relatives à l'émission

I.6.4.1 Impulsion de référence

Au niveau de l'émetteur, l'allure de l'impulsion bande de base transmise $p(t)$ doit respecter certaines valeurs d'intercorrélation avec une impulsion de référence $r(t)$ pour que cet émetteur soit conforme au standard. Mathématiquement, l'intercorrélation normalisée entre deux signaux est définie par :

$$\Phi(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\mathscr{E}_r \mathscr{E}_p}} \Re \left[\int_{-\infty}^{\infty} r(t) p^*(t+\tau) dt \right] \tag{I.17}$$

avec :
- $\mathscr{E}_r$ l'énergie de l'impulsion de référence [J],
- $\mathscr{E}_p$ l'énergie de l'impulsion transmise [J].

Dans le cas de la couche PHY–UWB, l'impulsion de référence choisie est une impulsion de type *Root Raised Cosine* (RRC) avec un facteur de décroissance β égal à 0.6. Avec T_p la durée de l'impulsion, l'expression mathématique d'une telle impulsion est la suivante :

$$r(t) = \frac{4\beta}{\pi\sqrt{T_p}} \frac{\cos\left[(1+\beta)\pi \frac{t}{T_p}\right] + \frac{T_p}{4\beta t} \sin\left[(1-\beta)\pi \frac{t}{T_p}\right]}{1 - \left(4\beta \frac{t}{T_p}\right)^2} \tag{I.18}$$

Dans le cas des canaux physiques ayant une largeur de bande de 499.2 MHz, la durée requise pour l'impulsion est de 2 ns. Dans ce cas, afin que l'émetteur soit conforme avec le standard, l'impulsion générée doit avoir une intercorrélation en amplitude avec le lobe principal de l'impulsion de référence comprise entre 0.8 et 1 pendant une durée d'au moins 0.5 ns ; de

plus aucun des lobes secondaires ne doit avoir une intercorrélation en amplitude supérieure à 0.3 avec cette fonction de référence.
Retenons aussi que ce standard propose l'utilisation d'impulsions optionnelles comme le *chirp* qui ne seront pas détaillées ici. Nous laisserons le soin aux lecteurs intéressés de se référer au standard IEEE 802.15.4a [14].

I.6.4.2 Masque d'émission

Le masque d'émission définit l'allure que doit avoir la DSP au niveau de l'antenne d'émission relativement à la DSP absolue autorisée par la réglementation. Avec T_p la durée de l'impulsion et f_c la fréquence centrale du canal considéré, la DSP transmise doit respecter les contraintes d'atténuations suivantes relativement à son maximum :
– 10 dB d'atténuation pour les fréquences $|f - f_c|$ comprises entre $0.65/T_p$ et $0.8/T_p$,
– 18 dB d'atténuation pour les fréquences $|f - f_c|$ supérieures à $0.8/T_p$.
Dans le cas d'une impulsion de 2 ns, ceci correspond à des largeurs de bande à -10 dB et -18 dB de dépassant pas les 650 MHz et 800 MHz respectivement.

I.6.4.3 Autres spécifications

A ces spécifications d'allures d'impulsion et de DSP s'ajoutent celles de la précision de l'horloge et de la variation de fréquence de la porteuse. Le standard spécifie que le débit *chip* doit être controlé avec une précision de ± 20 ppm tandis que la variation de la fréquence centrale dans chaque canal physique ne doit pas excéder ± 20 ppm, soit ± 89.9 kHz dans le cas du canal physique centré sur 4492.8 MHz.

I.6.5 Paramètres des modes obligatoires

Afin de concevoir un système compatible avec au moins un des modes obligatoires du standard, il est nécessaire de repérer ces derniers et d'isoler les spécifications liées à ces modes. En nous plaçant dans la gamme de fréquence « Low-Band », le Tableau I.3 dresse les principales spécifications relatives au mode obligatoire correspondant au canal 3.

I.7 UWB : une technologie dédiée aux WSNs

I.7.1 Contexte applicatif des WSNs

Une des applications ayant un fort potentiel et adressée par ce nouveau standard IEEE 802.15.4a est celle des *Wireless Sensor Networks* (WSNs). WSN est un terme générique utilisé pour définir un système composé de plusieurs entités autonomes tels que des capteurs capables d'échanger de l'information entre-eux ou avec un client à travers un réseau sans-fil

Spécifications du mode obligatoire (canal 3)	Valeur(s)
Fréquence centrale du canal	4492.8 MHz
Largeur de bande du canal	499.2 MHz
Durée de l'impulsion de référence	±2 ns
Longueur de la séquence du préambule	64 impulsions de type 31
PRFs moyennes pour le préambule	16.10 MHz et 4.03 MHz
PRFs maximales pour le préambule	31.20 MHz et 7.80 MHz
Débit binaire avant encodage	0.85 Mbps
PRFs moyennes durant les données	15.6 MHz et 3.9 MHz
PRF maximale durant les données	499.2 MHz
Nombre d'impulsions par *burst*	16 et 4 impulsions

TAB. I.3: Spécifications du mode obligatoire @0.85 Mbps relatif au canal 3

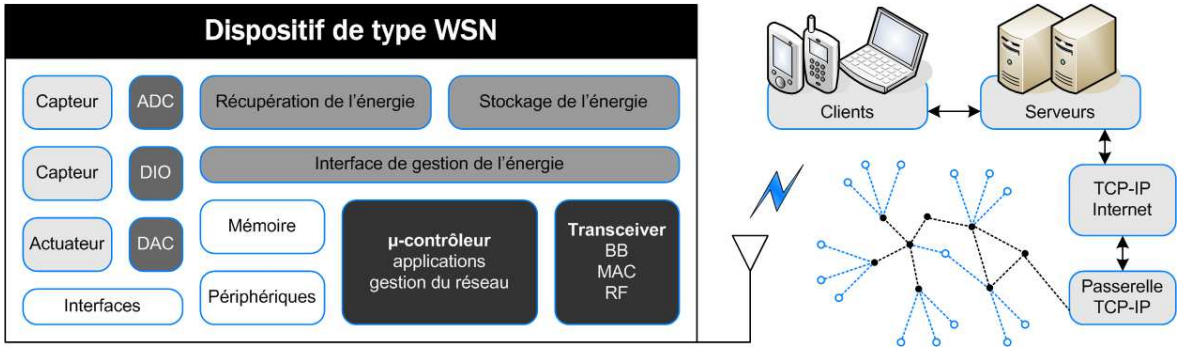


FIG. I.16: Schéma d'une entité de type WSN et interface clients

dédié. Au-delà de cette définition, plusieurs caractéristiques additionnelles sont généralement assumées *de facto*. Les entités sont supposées être peu complexes, peu chères et très peu gourmandes en énergie ce qui limite la portée et implique la mise en œuvre d'un réseau de type *multi-hop*. De plus, les dispositifs sont supposés être autonomes ce qui nécessite des caractéristiques d'auto-configuration entre autres avec le réseau. Mais derrière ces caractéristiques, une entité de type WSN est un dispositif complexe composé d'un *transceiver*[6] radio, d'un µ-contrôleur, d'un module de gestion de l'énergie, d'une mémoire, de capteurs et périphériques comme l'illustre la Figure I.16 [59]. Dès lors, des défis techniques sans précédent font du domaine des WSNs un des acteurs clés de la recherche industrielle d'aujourd'hui [60, 61].

[6]Nous dénommons par *transceiver* l'ensemble émetteur-récepteur radio d'un dispositif.

I.7.2 Modulation impulsionnelle et économie d'énergie

Un des avantages de la technologie UWB est de pouvoir bénéficier de plusieurs niveaux de rapport cyclique afin de concevoir une architecture de *transceiver* efficace d'un point de vue de la consommation énergétique et donc d'augmenter potentiellement la durée de vie des batteries associées à ces dispositifs [59, 62][7].

Nous retrouvons cette notion de rapport cyclique à plusieurs niveaux. Premièrement, au niveau applicatif avec la mise en œuvre de dispositifs à bas débit applicatif permettant de faire fonctionner ces derniers majoritairement en mode veille. Puis au niveau implémentation où l'utilisation d'algorithmes de synchronisation « intelligents » au niveau des récepteurs réduit le nombre de symboles nécessaires à la synchronisation, permettant ainsi une économie d'énergie lors de la phase d'écoute.

A cela s'ajoute la nature impulsionnelle de la modulation comme celle utilisée dans le standard IEEE 802.15.4a, qui peut être exploitée par le concepteur *Radio-Fréquence* (RF) afin d'activer le module émission simplement lorsque la transmission d'impulsions ou de *bursts* est requise. L'équation I.19 exprime le rapport cyclique obtenue en émission au niveau trame lors de l'utilisation d'une modulation de type impulsionnelle :

$$\delta_{trame} = \frac{\left[T_{pre} \times \frac{\delta_L}{c_i} \times \frac{T_c}{T_{psym}}\right] + \left[(T_{hdr} + T_{data}) \times \frac{T_{burst}}{T_{dsym}}\right]}{T_{pre} + T_{hdr} + T_{data}} \tag{I.19}$$

avec :
- δ_{trame} le rapport cyclique de la trame,
- T_{pre} la durée du préambule [s],
- δ_L le nombre d'impulsions à zéro dans la séquence du préambule,
- c_i le nombre d'impulsions dans la séquence du préambule,
- T_c la durée d'un *chip* [s],
- T_{psym} la durée d'un symbole du préambule [s],
- T_{hdr} la durée de l'entête [s],
- T_{data} la durée des données [s],
- T_{burst} la durée d'un *burst* [s],
- T_{dsym} la durée d'un symbole des données [s].

Pour la partie préambule, nous retrouvons le rapport cyclique de la durée d'une impulsion par rapport à la durée d'un symbole auquel s'ajoute une économie d'énergie du fait de la mise en œuvre d'une modulation ternaire au niveau de ce préambule. Concernant l'entête et les données, ces derniers bénéficient du rapport cyclique du *burst* par rapport au symbole. En appliquant l'équation I.19 au mode opératoire obligatoire du standard IEEE 802.15.4a, nous obtenons pour un préambule court basé sur une *Pulse Repetition Frequency* (PRF) de 4.03 MHz associé à un SFD court, les valeurs suivantes : $T_{pre} = 95.4\,\mu$s, $T_c = 2.00$ ns, $T_{psym} =$

[7] D. Marchaland *et Al.*, « IEEE 802.15.4a UWB Impulse Radio – Challenges and Opportunities for Wireless Sensor Networks », IECON, novembre 2007. En cours de publication.

3974.36 ns, $c_i = 31$ et $\delta_L = 16$. Concernant les données, basées sur une PRF à 3.9 MHz, un débit binaire de 0.85 Mbps et la transmission de 128 octets, nous obtenons : $T_{hdr} = 65.6\,\mu$s, $T_{data} = 1239.99\,\mu$s, $T_{burst} = 8.01$ ns et $T_{dsym} = 1025.64$ ns.
L'application numérique de I.19 nous donne le rapport cyclique de la trame pour le mode opératoire décrit précédemment. Nous obtenons $\delta_{trame} = 7.3 \times 10^{-3}$. En comparaison avec un système transmettant en continue de l'information, nous obtenons une réduction d'un facteur 137 du temps d'activité de l'émetteur en se basant sur une modulation de type impulsionnelle comme celle définie dans la couche PHY–UWB du standard IEEE 802.15.4a.

I.8 Conclusion

Comme nous venons de le voir, la technologie UWB se pose en candidate idéale pour les applications bas débit de type WSN et par extension pour les applications de type WBAN. En effet, les acteurs de ces marchés potentiels voient en l'UWB la technologie ultime permettant de répondre aux contraintes techniques des applications visées, tant en terme de complexité du réseau que de consommation énergétique et de capacité de localisation. Pour ce faire et sous l'impulsion de la FCC qui publia dès 2002 un ensemble de règles permettant l'utilisation à des fins commerciales des signaux de type UWB, la réglementation au niveau mondiale est en pleine progression. Une bande de fréquence unique est d'ores et déjà disponible, comprise entre 4.2 GHz et 4.8 GHz avec une DSP en émission de -41.3 dBm/MHz.
Nous voyons dès lors apparaître dans la littérature les premières solutions de *transceivers* UWB basse consommation comme celle proposée par B. Otis *et Al.* qui, basée à l'émission sur un oscillateur fenêtré et sur une réception de type super-régénérative, affiche une consommation moyenne de 1.6 mW en émission et 400 μW en réception [63]. De même, la solution de T. Terada *et Al.*, dont le principe repose en émission sur une architecture tout-numérique et en réception sur une corrélation, consomme 0.7 mW en émission et 1 mW en réception pour un débit de 1 Mbps [64]. A cela s'ajoute la publication du standard IEEE 802.15.4a qui offre un cadre de travail commun pour le développement de solutions techniques répondant aux exigences des applications visées avec une garantie d'interopérabilité.
Dans ce contexte, l'architecture d'émetteur que nous présentons dans ce manuscrit tend à répondre aux contraintes de ces applications émergentes ; l'accent étant mis sur une réduction de la complexité et une diminution de la consommation énergétique globale.

Chapitre II

Dimensionnement d'un émetteur UWB

– Résumé –

Ce chapitre dresse le cahier des charges de l'émetteur impulsionnel associé à une analyse de l'état de l'art des architectures d'émissions UWB. Ce dernier est suivi par la définition d'une architecture générique d'émission associée au dimensionnement des différents blocs de la partie RF. Dans un second temps, une évolution de l'architecture pour une compatibilité avec le standard IEEE 802.15.4a est présentée.

Sommaire

II.1 Introduction **36**
II.2 Cahier des charges de l'émetteur **36**
II.2.1 Interface avec la bande de base 37
II.2.2 Interface avec le médium 37
II.2.3 Spécifications fonctionnelles 38
II.2.4 Impacts du récepteur, du canal et de l'antenne 39
II.3 Etat de l'art des architectures d'émission **40**
II.4 Définition d'une architecture générique d'émetteur **41**
II.5 Dimensionnement du générateur d'impulsions RF **43**
II.5.1 Modèle mathématique 43
II.5.2 Numérisation de l'enveloppe de l'impulsion RF 46
II.5.3 Isolation de l'émetteur en transmission 48
II.5.4 Bruit de phase de la synthèse de fréquence RF 50
II.6 Dimensionnement de l'amplificateur **52**
II.6.1 Densité Spectrale de Puissance d'un signal modulé 53
II.6.2 Limitation en puissance moyenne 54
II.6.3 Limitation en puissance crête 55
II.6.4 Puissance de sortie 55
II.7 Intégration des spécifications du standard **56**
II.7.1 Processus d'adaptation de l'impulsion au standard 57
II.7.2 Du pulse vers le *burst* 59
II.8 Synthèse du dimensionnement d'un émetteur UWB **62**

II.1 Introduction

Les spécifications liées à la réglementation et au standard auxquelles s'ajoutent celles propres à l'application visée permettent de définir un cadre de travail pour le développement d'un émetteur basé sur une technologie UWB impulsionnelle. Dans un premier temps, un cahier des charges de cet émetteur est établi en prenant en compte les spécifications de la réglementation associées aux premières spécifications issues du groupe de travail IEEE 802.15.TG4a. De ce fait, l'architecture visée en premier lieu est destinée à la génération d'impulsions et non à la génération de *bursts*. Une analyse de l'état de l'art des architectures d'émission UWB impulsionnelle permet de conclure que les solutions existantes ne répondent ni aux spécifications issues du standard IEEE 802.15.4a, ni à celles de l'application. Dès lors, le développement d'une nouvelle architecture d'émission – que nous dénommerons TX-UWB par la suite – est donc requis.
La première étape de ce développement passe par la définition d'une architecture générique d'émission permettant de dimensionner les paramètres principaux du TX-UWB sans pour autant être contraint par une implémentation. Dans un second temps, de nouvelles fonctionnalités sont développées dans le but de garantir la compatibilité avec les nouvelles spécifications mises en avant dans la définition du standard. L'objectif de cette étape de dimensionnement est de spécifier l'ensemble des paramètres nécessaires à la conception au niveau circuit de l'architecture TX-UWB.

Dans ce contexte, ce chapitre nous présente l'élaboration du cahier des charges du TX-UWB suivi d'une analyse de l'état de l'art des architectures d'émission UWB impulsionnelle. La définition d'une architecture générique est présentée suivie par le dimensionnement des différents blocs de l'architecture en vue de la conception. Dans un second temps, une évolution de l'architecture est proposée afin d'assurer la compatibilité de cette dernière avec le standard IEEE 802.15.4a.

II.2 Cahier des charges de l'émetteur

Afin de définir le cahier des charges du TX-UWB qui regroupe l'ensemble des spécifications auxquelles devra répondre cet émetteur, il est nécessaire de positionner ce dernier dans la chaîne globale d'émission. Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, la couche PHY est chargée de la transmission de l'ensemble de l'information provenant de la couche MAC vers le médium à travers l'antenne, à laquelle s'ajoute un complément d'information incluant le codage et la synchronisation. La Figure II.1 nous donne une illustration de ces différentes interfaces avec la couche PHY.

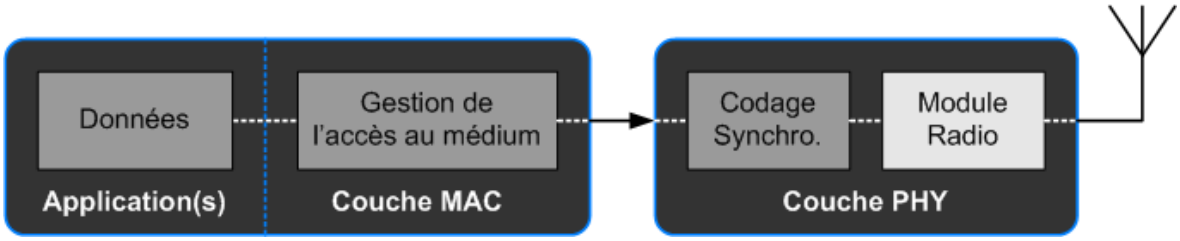


FIG. II.1: Diagramme des interfaces avec la couche PHY

II.2.1 Interface avec la bande de base

Notre étude sur le dimensionnement d'un émetteur UWB se limite à la partie radio et exclue donc la mise en forme de l'information effectuée par la partie dite bande de base au niveau de la couche PHY. En se référant à la présentation du standard IEEE 802.15.4a effectuée au niveau de la section I.6, nous pouvons considérer que cette mise en forme de l'information se termine par la génération de la séquence ternaire d'impulsions ou de *bursts* à transmettre dans les cas du préambule et des données respectivement. Dès lors, le TX-UWB devra avoir la capacité d'utiliser cette information numérique afin de générer la séquence d'impulsions correspondante.
Pour ce qui est du préambule, ce dernier est transmis au travers d'impulsions isolées dans le temps à l'inverse des données qui utilisent des *bursts* comme support de l'information. Dès lors, nous considérerons le *burst* comme un élément élémentaire à transmettre au même titre que l'impulsion même si ce dernier est composé d'une succession d'impulsions, ceci afin d'optimiser tant la transmission des impulsions que celle des *bursts*.
Par ailleurs, nous avons assumé en sortie de la bande de base que la granularité temporelle est le *chip* qui est de l'ordre de 2 ns, ce qui correspond à l'inverse de la fréquence de référence utilisée comme diviseur commun des bandes de fréquence définies dans le standard IEEE 802.15.4a, soit approximativement 1/500 MHz.

La définition de cette interface de type numérique avec la bande de base nous donne une première spécification à savoir la génération conjointe par le TX-UWB d'impulsions isolées et de *bursts* à partir d'une information ternaire à 500 Mbps.

II.2.2 Interface avec le médium

La transmission de l'information depuis le TX-UWB vers le médium est effectuée par l'antenne. Au niveau de cette interface, plusieurs spécifications qui attraient à la réglementation et au standard doivent être rigoureuseument respectées comme énoncées au chapitre I. L'ensemble de ces spécifications peut se traduire sous la forme d'un masque d'émission qui stipule la DSP maximale autorisée en sortie de l'antenne. Dès lors, la réglementation nous fournit un premier masque d'émission en DSP absolue permettant la coexistence des systèmes

UWB avec les autres systèmes radio (se reporter à la section I.4). De plus, pour assurer la coexistence entre systèmes UWB fonctionnant dans des bandes adjacentes, le standard nous définit un second masque d'émission en DSP relative au maximum autorisé dans la bande considérée (se reporter à la section I.6).
Concernant le masque de réglementation, nous nous sommes basés sur les spécifications *Hand-held* issues de la FCC, à savoir une PIRE de $-41.3\,\text{dBm/MHz}$ dans la bande $3.1-10.6\,\text{GHz}$ et une atténuation hors-bande de $20\,\text{dB}$. Le dimensionnement du TX-UWB ayant été mis en œuvre avant la mise à disposition du premier *draft* du standard IEEE 802.15.4a, nous n'avons pas pu disposer des spécifications actuelles concernant la répartition des bandes de fréquence. Nous avons alors décidé de travailler uniquement dans la bande $3.75-4.25\,\text{GHz}$ – soit une bande de $500\,\text{MHz}$ – et de considérer aussi une atténuation hors-bande de $20\,\text{dB}$, ceci motivé par les discussions du groupe de travail TG4a de l'IEEE. La décision de ce limiter à cette bande de fréquence, en deçà de $5\,\text{GHz}$, est aussi issue d'une approche conservatrice de coexistence avec les systèmes WLAN fonctionnant dans la bande $5-6\,\text{GHz}$.

L'interface avec le médium nous donne une seconde spécification au travers d'un masque de DSP au niveau de l'antenne à savoir une bande utile de $500\,\text{MHz}$, centrée en $4\,\text{GHz}$, et une atténuation hors-bande de $20\,\text{dB}$.

II.2.3 Spécifications fonctionnelles

D'autres spécifications issues de réflexions en rapport avec l'application et propres à la partie radio viennent en complément des spécifications d'interface.
Comme stipulé dans la section I.7, une des applications visées par ce type de dispositif est celle des WSNs dans laquelle l'économie d'énergie joue un rôle primordial. Dès lors, nous spécifions que les blocs RF doivent bénéficier du rapport cyclique de la modulation afin de diminuer leur consommation moyenne, à savoir une extinction de ces blocs entre la génération de deux impulsions ou de deux *bursts* séparés.
Une autre spécification est issue du type d'architecture d'émetteur que nous voulons mettre en œuvre, à savoir une architecture dont la seule entité entre l'émetteur et le médium est une antenne. Dans la mesure du possible, nous ne voulons pas utiliser un filtre dit de canal mais seulement un filtre moins complexe permettant de tenir les contraintes du masque de la réglementation, ceci afin de faciliter ensuite le passage vers une architecture multi-bande.
Rapportons par ailleurs que le standard IEEE 802.15.4a inclut une spécification de corrélation entre une impulsion théorique de type RRC et l'impulsion générée par un émetteur et transposée en bande de base. Dans la suite, nous vérifirons cette spécification au niveau système en sortie de l'émetteur, avant l'antenne.

II.2.4 Impacts du récepteur, du canal et de l'antenne

Dans le but de diminuer la complexité du récepteur dans les applications de type WSN, la majorité des solutions proposées sont basées sur une architecture à détection d'énergie comme souligné à la section I.5. Dès lors, le récepteur démodule le signal par une mise au carré suivi d'une intégration de ce dernier. Ce type d'architecture n'utilise donc pas la phase du signal reçu dans le processus de démodulation comme le fait typiquement une architecture de réception synchrone lors de la multiplication du signal reçu par une implusion de référence générée localement.
Ajouté à cela, l'estimation de canal effectuée par un récepteur asynchrone est faite, de manière générale, avec une granularité supérieure à la nanoseconde ce qui limite la capacité de correction des distorsions éventuelles entraînées par le canal sur l'impulsion ou le *burst* transmis. De même, les distorsions entraînées par l'antenne lors de la transmission et de la réception influencent d'une manière moindre les performances en réception car la quantité d'énergie transportée par l'impulsion prédomine par rapport à la manière dont cette énergie est répartie temporellement.

Dans l'hypothèse d'un récepteur de type asynchrone, l'émetteur a pour fonction de générer une impulsion limitée en énergie par la réglementation et en durée par la largeur de bande à l'antenne. Dès lors, l'allure temporelle de l'impulsion devient secondaire. Nous avons mené une étude afin de comparer la contribution de l'antenne sur une impulsion Gaussienne transposée en fréquence ayant une largeur de bande de 2 GHz à -20 dB [65][1]. Pour ce faire, nous avons comparé une antenne bande étroite de type Dipôle et une antenne large bande de type Diamand comme présentée dans la section I.5.

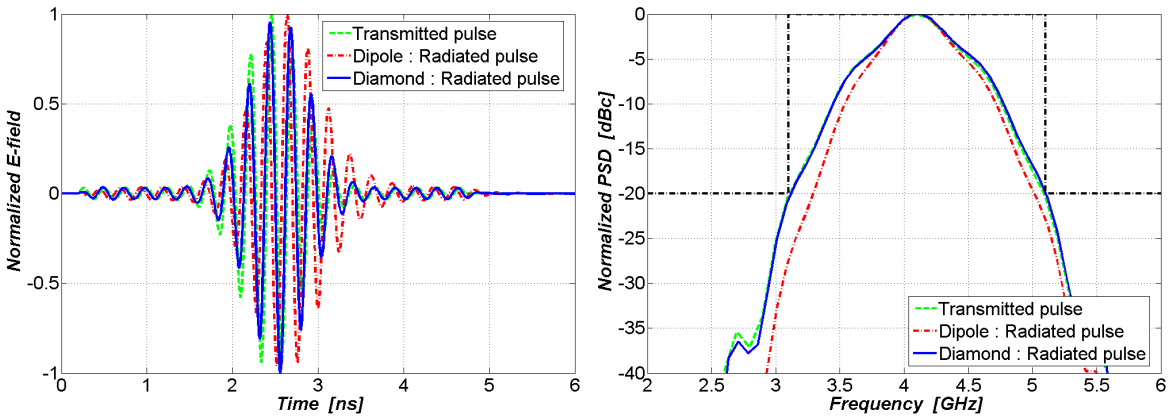


FIG. II.2: Comparaison entre une antenne Dipôle et une antenne Diamand à l'excitation par une Gaussienne de 2 GHz de largeur de bande à -20 dB

Comme l'illustre la Figure II.2, les réponses temporelles et fréquentielles divergent peu. Nous constatons un étalement temporel plus important de l'impulsion dans le cas de l'an-

[1] D. Marchaland *et Al.*, « UWB Pulse Generation in the 3.1-5.1 GHz band », WPMC, septembre 2005.

tenne Dipôle du fait de sa structure résonante ; ceci se traduit par une largeur de bande de l'impulsion rayonée légèrement moins importante que celle de l'antenne Diamand. Les résultats de cette étude montrent qu'il n'est pas nécessaire de disposer d'une antenne « ultra large bande » pour transmettre une impulsion UWB au détriment d'une légère réduction de la largeur de bande de l'impulsion rayonnée.

II.3 Etat de l'art des architectures d'émission

Les travaux originaux sur les générateurs d'impulsions ont été orientés vers la génération d'impulsions de très courtes durées – de l'ordre de quelques centaines de ps – afin de générer une impulsion la plus large possible d'un point de vue spectral. Les premiers générateurs furent des réalisations basées sur des composants discrets comme la *Step-Recovery Diode* (SRD) dont la caractéristique est de pouvoir « commuter » très rapidement entre un état passant et un état bloqué. Associée à un transistor de type *Field Effect Transistor* (FET) ou à un filtre RF passe-haut, elle est la base de différentes réalisations de générateurs d'impulsions en discret permettant d'obtenir des impulsions de quelques centaines de picosecondes avec une amplitude crête-à-crête supérieure au Volt [66, 67]. Malheureusement, ce principe ne permet pas une intégration dans une technologie silicium bas coût et manque de flexibilité pour s'adapter aux différentes spécifications énoncées précédemment
Une autre solution utilisant une antenne comme élément discret est basée sur la génération d'un signal différentiel représentant deux inversions de tension successives, espacées dans le temps de l'ordre de la durée de l'impulsion. En utilisant ce signal pour exciter une antenne, les inversions de polarité créent des impulsions de courant dans l'antenne qui sont par la suite à l'origine du rayonnement d'une impulsion. Dans le cas présent, un simple circuit numérique suffit à générer le signal d'excitation de l'antenne [64]. Cependant, il est difficile dans ce type d'architecture d'implémenter un retard de 2 ns – la durée de l'impulsion – et un temps de montée/descente du front – la forme de l'impulsion – de façon numérique tout en veillant à ce que ces derniers ne soient pas influencés par les variations de process.

D'autres architectures de générateurs d'impulsions ont par la suite suivi en proposant des solutions intégrés en technologie *Complementary Metal-Oxide Semiconductor* (CMOS). Le Tableau II.1 en présente trois au niveau validation de l'architecture en simulation tandis que le Tableau II.2 relate trois résultats de circuits mesurés.
A l'exception des travaux de Norimatsu *et Al.* qui propose une reconstruction numérique de l'impulsion en amplitude et phase, l'ensemble de ces solutions sont basées sur des techniques similaires de génération d'impulsion dans lesquelles une porte logique numérique associée à des retards sont utilisés pour générer une ou des impulsions numériques. Ces impulsions peuvent piloter ensuite un *Digital-Analog Converter* (DAC) ou sont simplement filtrées par un filtre RF passe-bande.

Caractéristique	Marsden [68]	Jeong [69]	Kim [70]
Technologie CMOS	TSMC 0.18 μm	TSMC 0.18 μm	0.18 μm
Tension d'alimentation	1.8 V	1.8 V	1.8 V
Modulation	BPSK	-	BPSK
Largeur de l'impulsion	200 ps	500 ps	600 ps
Tension crête-à-crête	1.8 V	23 mV	925 mV
Puissance moyenne @1 Mpps	685 μW	-	25 μW

TAB. II.1: Comparaison de générateurs d'impulsions – résultats de simulations

Caractéristique	Norimatsu [71]	Lee [72]	Smaini [73]
Technologie CMOS	0.18 μm	Samsung 0.35 μm	ST 0.13 μm
Tension d'alimentation	2.2 V	3.3 V	1.2 V
Modulation	BPSK	-	BPSK
Largeur de l'impulsion	1.75 ns	3 ns	600 ps / 800 ps
Tension crête-à-crête	640 mV	2.8 V	450 mV / 350 mV
Puissance moyenne @1 Mpps	825 μW	-	63 μW

TAB. II.2: Comparaison de générateurs d'impulsions – résultats de mesures

Cette analyse de l'état de l'art nous amène à conclure que les solutions existantes ne répondent pas à notre cahier des charges et à nos spécifications ; le développement d'une nouvelle architecture d'émetteur UWB est donc requis.

II.4 Définition d'une architecture générique d'émetteur

L'architecture générique d'émission UWB qui sert de support pour le dimensionnement de notre émetteur est présentée Figure II.3. Cette dernière est basée sur un principe de génération d'impulsions RF par transposition. Nous retrouvons dès lors un mélangeur permettant cette transposition de fréquence dont les entrées sont une synthèse de fréquence RF et une impulsion bande de base. Ce mélangeur est suivi par un amplificateur permettant d'amener le signal à un niveau de puissance correspondant à la spécification du masque de DSP à l'antenne à laquelle il est directement connecté.

Deux raisons nous ont poussé à travailler sur une architecture à transposition. La première est issue d'une vision système dans laquelle une synthèse de fréquence est toujours présente au niveau du récepteur. Dès lors, le bloc de synthèse n'est pas un composant dédié à l'émission

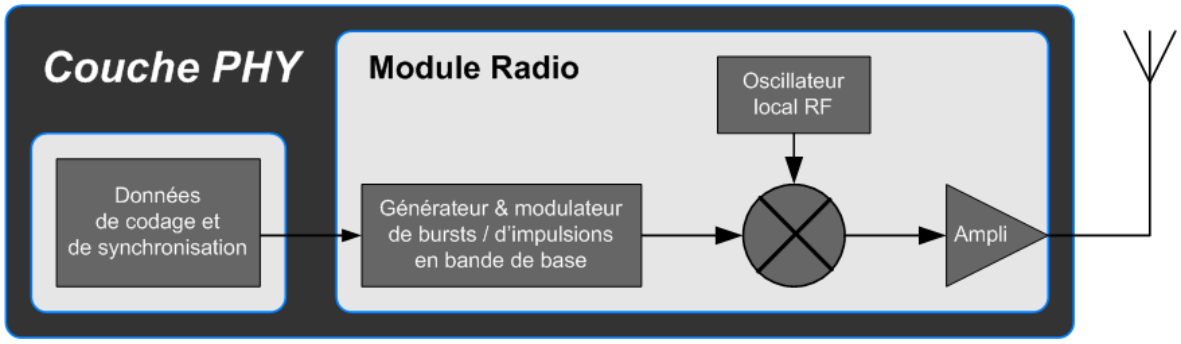


FIG. II.3: Schéma global de l'architecture du module radio de l'émetteur

mais une ressource partagée entre l'émetteur et le récepteur. La seconde raison est issue d'une évolution souhaitée de l'architecture vers le multi-bande. Dans ce cas, la partie génération de l'impulsion en bande de base peut être unique car c'est au niveau de la transposition que la bande choisie est sélectionnée.
De plus, les allures temporelles des impulsions mises en jeu dans des canaux de 500 MHz sont plus proches d'une modulation d'amplitude d'une porteuse sinusoïdale que des impulsions de types Gaussienne ou monocycle Gaussien ce qui oriente plus encore le choix vers une architecture à transposition [29][2][30][3].

Dans un premier temps, le dimensionnement de l'émetteur consistera à spécifier des caractéristiques orientées circuit pour chacun des blocs afin d'établir un ensemble de spécifications qui servira de point de départ pour la conception du circuit associé. Dans notre cas, les deux éléments à développer seront d'une part l'enveloppe bande de base de l'impulsion et d'autre part la puissance de sortie de l'étage d'amplification. La transposition de fréquence ne nécessite en premier lieu pas de spécification particulière.
Dans un second temps, le dimensionnement fait aussi référence à l'analyse des différentes imperfections de chacun des blocs. Cependant, il ne nous est pas possible de prendre en compte l'ensemble de ces imperfections ; nous avons donc isolé celles que nous jugeons comme ayant les plus grands impacts sur les performances globales de l'émetteur par rapport aux spécifications définies précédemment. Nous analyserons donc deux imperfections majeures qui sont le bruit de phase de la synthèse de fréquence RF et l'isolation de l'émetteur en transmission entre sa sortie et la synthèse de fréquence.
Comme nous n'évoquons pas de contrainte propre au mélangeur, nous avons décidé d'intégrer ce dernier avec le générateur d'impulsions bande de base afin de ne former qu'une seule entité – un générateur d'impulsions RF – dont les entrée/sortie sont le signal issu de la synthèse de fréquence et l'impulsion bande de base transposée en fréquence respectivement.

[2]D. Marchaland *et Al.*, « System Concepts dedicated to UWB Transmitter », ECWT, octobre 2005.
[3]D. Marchaland *et Al.*, « System Concepts dedicated to UWB Transmitter », EuMA, vol.2, 2006.

II.5 Dimensionnement du générateur d'impulsions RF

Le générateur d'impulsions RF a pour rôle de générer un signal modulant en amplitude et en phase la porteuse RF issue de la synthèse de fréquence dans le cas de la transmission d'une impulsion. Par la suite, sa fonction sera aussi la génération de l'enveloppe et de la phase modulant cette même synthèse de fréquence pour la transmission des *bursts*.

II.5.1 Modèle mathématique

L'impulsion de référence que nous avons choisie d'utiliser pour l'analyse système est la Gaussienne transposée en fréquence introduite dans la section I.5. Elle présente un bon compromis entre efficacités temporelle et spectrale tout en se rapprochant fortement des impulsions bande de base qui peuvent être générées analogiquement au niveau du silicium. De plus, elle dispose d'un modèle mathématique facilement manipulable permettant l'expression analytique de divers résultats, favorisant ainsi l'analyse qualitative. Plusieurs de ces expressions analytiques sont établies dans l'annexe A.

II.5.1.1 Représentation temporelle

L'expression mathématique de cette Gaussienne transposée en fréquence est la suivante :

$$p(t) = \sqrt{\frac{2\mathscr{E}_p}{\sqrt{\pi}\tau}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\tau^2}\right) \cos(2\pi f_0 t) \tag{II.1}$$

où : $\mathscr{E}_p$ est l'énergie de l'impulsion [J],
τ est le paramètre de la fonction Gaussienne [s],
t est la variable de temps [s],
f_0 est la fréquence de la synthèse RF [Hz].

Définie comme le double de la largeur de l'enveloppe de l'impulsion à mi-hauteur, la durée temporelle de cette impulsion, notée $\mathscr{T}_p$, s'obtient en résolvant l'égalité suivante :

$$\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\mathscr{T}_p}{4\tau}\right)^2\right] = \frac{1}{2} \tag{II.2}$$

Cette définition a été choisie de manière à refléter une mesure approximative que nous pouvons faire de la largeur de ce type d'impulsion. L'application numérique de l'équation II.2 nous donne $\mathscr{T}_p \approx 4.7\tau$.

II.5.1.2 Représentation fréquentielle

Dans le domaine fréquentiel, la TF de l'impulsion Gaussienne transposée en fréquence a pour expression :

$$P(f) = \sqrt{\mathscr{E}_p \sqrt{\pi}\tau} \times \left[\exp\left(-\frac{(2\pi\tau(f-f_0))^2}{2} \right) + \exp\left(-\frac{(2\pi\tau(f+f_0))^2}{2} \right) \right] \tag{II.3}$$

Pour les cas où nous avons $(2\pi f\tau)^2 \gg 1$, nous pouvons utiliser une représentation unilatérale de l'équation II.3 tout en veillant à conserver l'énergie de l'impulsion :

$$P^+(f) = \sqrt{2\mathscr{E}_p \sqrt{\pi}\tau} \times \exp\left(-\frac{(2\pi\tau(f-f_0))^2}{2} \right) \qquad \text{pour } f \geq 0 \tag{II.4}$$

Notons que les deux paramètres f_0 et τ définissant l'impulsion sont décorrelés. En effet, d'un point de vue fréquentiel, le paramètre f_0 permet de positionner fréquentiellement le maximum spectral de l'impulsion relativement à la spécification de la synthèse de fréquence RF tandis que le paramètre τ ajuste la largeur de bande de cette impulsion.
Une donnée souvent utile est la largeur de bande de l'impulsion B_ρ définie à ρ dB par rapport au maximum de la *Densité Spectrale d'Energie* (DSE) dans le cas d'une impulsion isolée (signal à énergie finie). En vérifiant au préalable que le maximum de la DSE est atteind à la fréquence f_0, B_p vérifie dès lors l'équation :

$$\left| P^+\left(f_0 \pm \frac{B_\rho}{2} \right) \right|^2 = \frac{|P^+(f_0)|^2}{10^{\rho/10}} \tag{II.5}$$

La résolution de cette équation II.5 nous donne :

$$B_\rho = \frac{1}{\pi\tau}\sqrt{\rho\frac{\ln(10)}{10}} \tag{II.6}$$

Pour $\rho = 10\,\text{dB}$, valeur couramment utilisée pour la définition d'une largeur de bande en UWB, l'application numérique de l'équation II.6 fournit $B_{10} \approx 0.483/\tau$.
Nous pouvons dès lors établir une métrique simple basée sur le produit de la durée de l'impulsion $\mathscr{T}_p$ par sa largeur de bande à 10 dB, soit :

$$B_{10} \times \mathscr{T}_p \approx 2.27 \tag{II.7}$$

Cette métrique peut être étendue par approximation à d'autres types d'impulsions utilisés dans le domaine de l'UWB.

II.5.1.3 Optimisation des paramètres du modèle

En choisissant de travailler dans la bande $3.75 - 4.25\,\text{GHz}$, nous devons choisir les paramètres du modèle de la Gaussienne, soit f_0 et τ, de façon à occuper au mieux la bande utile. En prenant $f_0 = 4\,\text{GHz}$, nous plaçons le maximum spectrale au centre de la bande. Par rapport au masque de DSP que nous avons fixé, la DSE de l'impulsion doit être en deçà de 20 dB par rapport au maximum de sa DSE en dehors de la bande. Le paramètre τ est alors fixé en résolvant l'équation suivante :

$$10\log_{10}\left(\frac{|P^{+}(f)|^2}{|P^{+}(f_0)|^2}\right)\Bigg|_{f=3.75\,\text{GHz}/4.25\,\text{GHz}} = -20 \tag{II.8}$$

Ce qui nous donne $\tau = 1.366\,\text{ns}$ comme valeur optimale pour une occupation optimisée du spectre avec une impulsion Gaussienne. La Figure II.4 illustre cette impulsion centrée à 4 GHz et dont le paramètre τ est choisi comme énoncé précédemment.

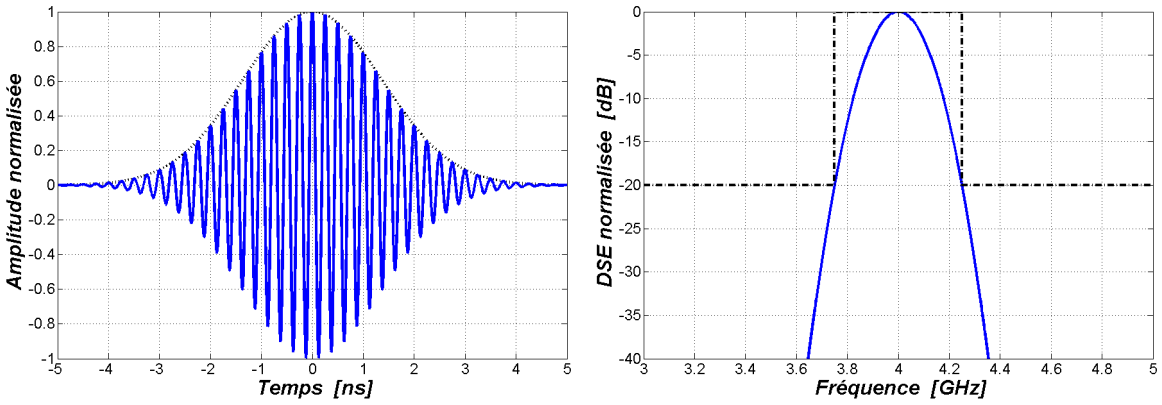


FIG. II.4: Impulsion Gaussienne transposée en fréquence – $f_0 = 4\,\text{GHz}$ et $\tau = 1.366\,\text{ns}$

II.5.1.4 Troncature temporelle de l'impulsion

Pour ce qui est de l'implémentation, il n'est pas possible de générer une impulsion non bornée temporellement comme l'est la Gaussienne. Il est donc important d'analyser jusqu'à quel niveau nous pouvons tronquer la Gaussienne sans dégrader ses caractéristiques spectrales. Soit alors $P_{Tr}(t)$ l'expression d'une Gaussienne transposée en fréquence et tronquée sur un intervalle $[-Tr/2, Tr/2]$:

$$p_{Tr}(t) = \sqrt{\frac{2\mathscr{E}_p}{\sqrt{\pi}\tau}}\exp\left(-\frac{t^2}{2\tau^2}\right)\cos(2\pi f_0 t)\times \text{rect}_{Tr}(t) \tag{II.9}$$

La Figure II.5 nous montre les allures temporelle et fréquentielle de cette impulsion pour différentes troncatures. Dans tous les cas, la troncature de l'impulsion fait apparaître des lobes secondaires tout en augmentant la largeur de bande de l'impulsion. Dans le cas présent,

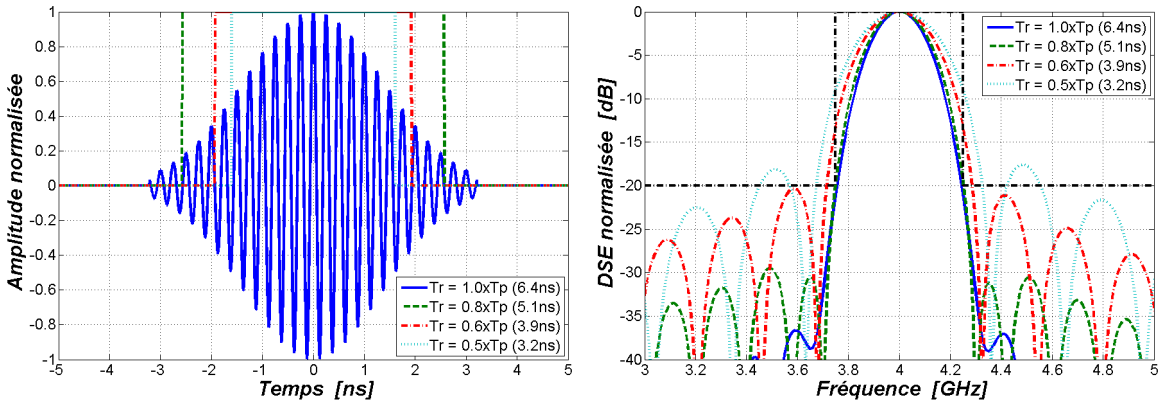


FIG. II.5: Allures de l'impulsion pour différentes troncatures

une troncature inférieure à 0.6 fois la durée de l'impulsion – soit inférieure à 3.9 ns – génère des lobes secondaires supérieures à −20 dB ce qui est hors des spécifications. Par contre, tout en étant aussi en dehors du cahier des charges, l'excédent de largeur de bande reste acceptable car inférieure à 10 % de la largeur de bande sans troncature et non supérieure à 500 MHz à −10 dB.

II.5.2 Numérisation de l'enveloppe de l'impulsion RF

Afin de pousser la conception du circuit vers du tout-numérique, nous avons fait le choix de nous focaliser sur une génération numérique de l'impulsion bande de base. Cette numérisation se traduit au travers de deux axes de conversion : d'une part, le nombre de bits N_A utilisés pour quantifier l'amplitude de l'enveloppe et d'autre part le nombre d'échantillons de quantification N_S par impulsion comme l'illustre la Figure II.6.

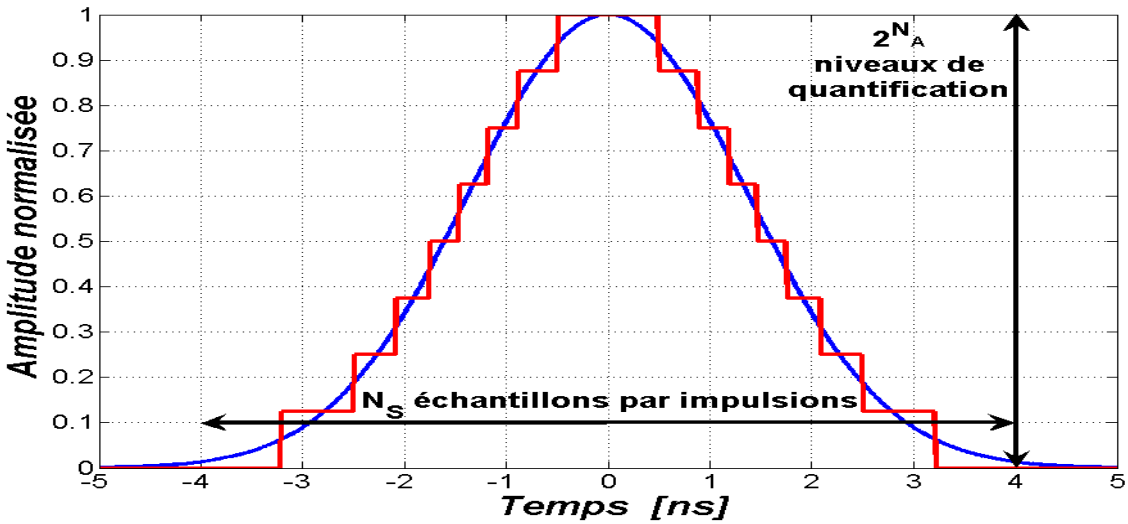


FIG. II.6: Grandeurs de quantification de l'impulsion bande de base

II.5.2.1 Spécification du nombre d'échantillons de quantification N_S

Le nombre d'échantillons de quantification est lié à la fréquence d'échantillonnage utilisée pour discrétiser l'enveloppe de l'impulsion. Afin de simplifier la conception, nous prenons comme fréquence d'échantillonnage celle de la synthèse RF à savoir $f_0 = 4\,\text{GHz}$ car cette dernière sera « naturellement » disponible dans le ciruit comme nous l'avons souligné précédemment. Pour une Gaussienne occupant une bande à $-20\,\text{dB}$ de $500\,\text{MHz}$, nous obtenons approximativement une durée de $6.4\,\text{ns}$ pour cette même impulsion. Sachant que la période de la synthèse RF est de $250\,\text{ps}$, cela nous donne approximativement $N_S = 26$. Cependant, en se référant à la spécification de la granularité temporelle de la bande de base, nous réduisons ce nombre d'échantillons à $N_S = 24$ afin de retrouver un multiple de la durée *chip*, soit $6\,\text{ns}$. Comme nous venons de le voir précédemment, cette durée est suffisante afin de limiter la remontée des lobes secondaires en dessous de $-20\,\text{dB}$.

II.5.2.2 Spécification du nombre de bits d'amplitude N_A

Connaissant maintenant le nombre d'échantillons de quantification disponibles, il reste à établir le compromis entre précision de l'échantillonnage et complexité d'implémentation. En effet, plus N_A sera important et meilleure sera la valeur échantillonnée. Cependant, l'augmentation du nombre de bits d'amplitude complexifie par la même occasion l'implémentation de la génération de l'impulsion. Par conséquent, sachant que l'enveloppe de l'impulsion est échantillonnée à une fréquence de $4\,\text{GHz}$, cela reviendrait à concevoir un DAC sur N_A bits à cette même fréquence.
Une approximation basique de la Gaussiene consiste à approcher cette dernière par une fonction triangulaire, ce qui permet de limiter le nombre de bits d'amplitude à 4. En effet, sachant que nous disposons de 24 échantillons pour définir une impulsion triangulaire, nous consacrons 12 échantillons pour la phase croissante de l'impulsion et 12 échantillons pour sa phase décroissante, soit $2^{N_A} = 16 \geq 12$ avec $N_A = 4$.
Cette approche est illustrée sur la Figure II.7 qui nous montre la comparaison entre une impulsion Gaussienne tronquée sur $6\,\text{ns}$ et son approximation par une fonction triangulaire numérique. Cette transition entre les deux enveloppes de l'impulsion passe par une étape intermédiaire dans laquelle l'impulsion Gaussienne tronquée bande de base est approximée par une impulsion triangulaire continue. La dégradation obtenue au niveau spectral est une remontée des lobes secondaires de presque $10\,\text{dB}$ au dessus de ceux de l'impulsion Gaussienne tronquée comme l'illustre à nouveau la Figure II.7. Par contre, le passage entre une description continue de l'impulsion triangulaire et sa forme « échantillonnée-bloquée » ne dégrade l'allure spectrale de l'impulsion ni dans la bande ni au niveau des lobes secondaires. Notons par ailleurs que nous avons testé en simulation le déphasage possible qu'il peut exister entre le signal issu de la synthèse de fréquence et l'enveloppe et nous n'avons pas observé

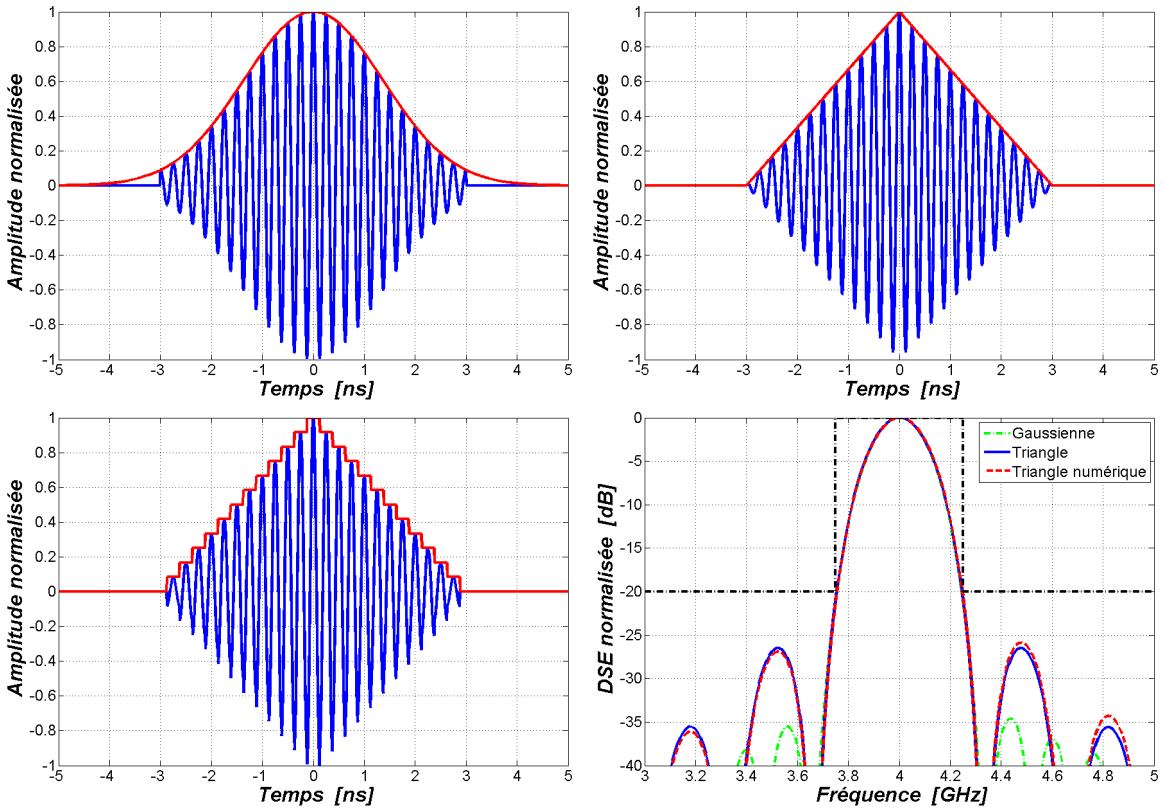


FIG. II.7: Approximation de l'impulsion Gaussienne tronquée sur 6 ns par une impulsion triangulaire numérique – Comparaison spectrale de ces impulsions

de conséquence sur l'allure spectrale de l'impulsion.

II.5.3 Isolation de l'émetteur en transmission

Comme nous l'avons vu précédemment, le générateur d'impulsions RF reçoit en entrée le signal issu de la synthèse de fréquence et module ce dernier en amplitude et en phase avec l'impulsion bande de base. Cependant, l'isolation entrée/sortie du générateur d'impulsions RF n'est pas parfait et une fraction de la porteuse se retrouve sur la sortie en l'absence d'impulsion. Deux approches sont alors possibles en ce qui concerne la synthèse de fréquence : la première correspond au cas où la synthèse de fréquence fonctionne en continu et la seconde est celle d'une synthèse de fréquence ayant la capacité de s'activer seulement durant la génération d'une impulsion [74][4].

Afin de prendre en compte les temps d'allumage et d'extinction éventuels de la synthèse de fréquence, nous considérons que cette dernière fonctionne pendant une durée supérieure à celle de l'impulsion. Soit alors $1/A$ l'isolation entrée/sortie du générateur et T_{OL} la durée de « fonctionnement » de la synthèse de fréquence, nous modélisons cette imperfection par le

[4] D. Marchaland *et Al.*, « Novel Pulse Generator Architecture dedicated to Low Data Rate UWB Systems », EuMC/ECWT, octobre 2005.

modèle d'impulsion suivant, basé sur celui de l'impulsion tronquée :

$$p_{Tr}(t) = \sqrt{\frac{2\mathscr{E}_p}{\sqrt{\pi}\tau}} \left[[1-A] \exp\left(-\frac{t^2}{2\tau^2}\right) + A \ \mathrm{rect}_{T_{OL}}(t) \right] \cos(2\pi f_0 t) \times \mathrm{rect}_{Tr}(t) \qquad \text{(II.10)}$$

II.5.3.1 Cas d'une synthèse fonctionnant en continue

Dans le cas d'une synthèse fonctionnant en continue, nous avons $T_{OL} = \infty$ ce qui correspond à avoir un signal à énergie infinie. Dès lors, il est nécessaire d'introduire un paramètre de la modulation afin de spécifier l'isolation requise au niveau de ce générateur d'impulsions. Soit PRF la fréquence moyenne à laquelle les impulsions sont générées ; nous pouvons alors écrire $T_{OL} = 1/PRF$ et utiliser l'équation II.10 pour simuler cette imperfection.

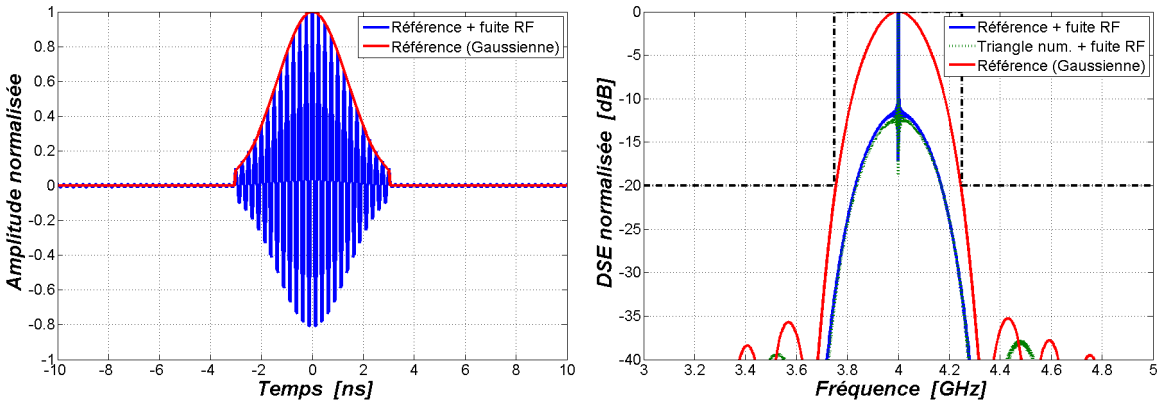


FIG. II.8: Exemple d'impulsion pour $PRF = 1\,\mathrm{MHz}$ et une isolation de 40 dB

La Figure II.8 illustre le cas cité ci-dessus avec une PRF de 1 MHz ce qui correspond à une valeur que nous retrouvons régulièrement dans la littérature. Nous constatons que dans le cas présent, une isolation entrée/sortie de 40 dB dégrade de plus de 10 dB le maximum spectral de l'impulsion idéale par rapport à la spécification, ceci à cause de l'apparition d'une raie parasite à la fréquence de la porteuse due à cette fuite continue de la synthèse sur la sortie. Malgré une isolation correcte, l'impact de ce type d'imperfection est important dans le cas d'un système pulsé. En effet, cette imperfection « bénéficie » du rapport cyclique inverse de la modulation et a dès lors un plus grand impact sur la sortie du générateur d'impulsions RF comparé à un système générant un signal en continu.

II.5.3.2 Cas d'une synthèse fonctionnant en « commutée »

Dans le cas d'une synthèse fonctionnant en « commutée », un compromis doit être fait entre la durée de fonctionnement de la synthèse de fréquence et l'isolation entrée/sortie du générateur d'impulsions. Les Figures II.9 et II.10 illustrent les allures temporelles des impulsions et les DSEs associées pour deux configurations différentes.

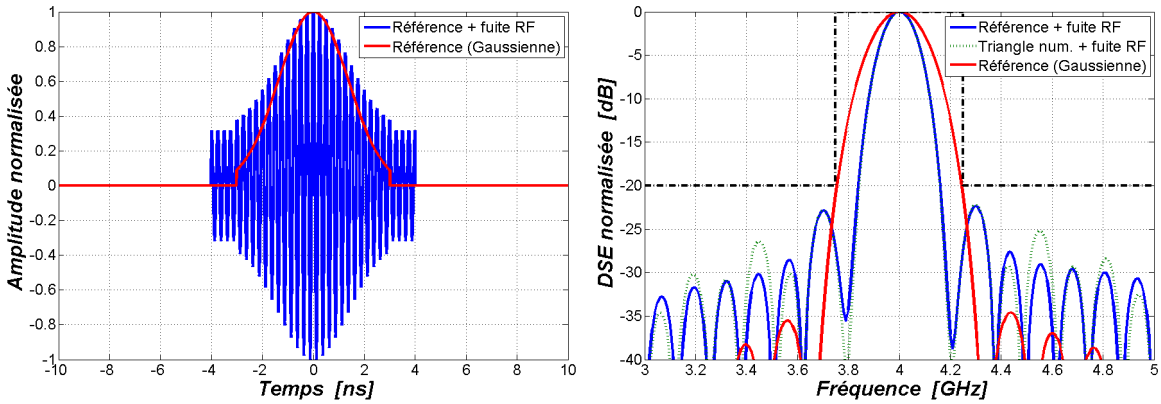


FIG. II.9: Exemple d'impulsion pour $T_{OL} = 8\,\text{ns}$ et une isolation de $10\,\text{dB}$

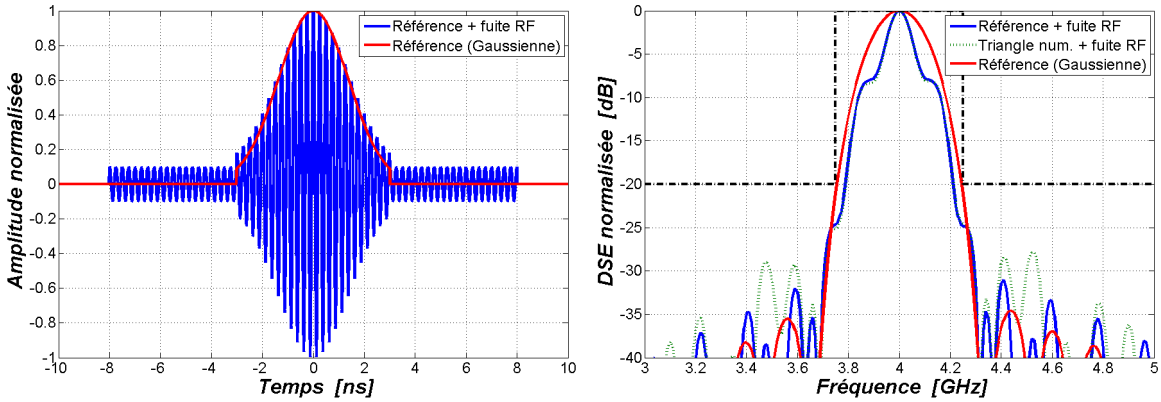


FIG. II.10: Exemple d'impulsion pour $T_{OL} = 16\,\text{ns}$ et une isolation de $20\,\text{dB}$

Dans ces deux simulations, nous constatons une remontée des lobes secondaires ainsi qu'une réduction de la largeur de bande du signal. Cette réduction de largeur de bande entraîne une diminution de l'énergie transmise par impulsion car il n'est pas possible de compenser cette perte par une augmentation de l'amplitude de l'impulsion à cause des spécifications du masque d'émission. Dès lors, les performances globales du lien de communication en sont affectées. Notons que les spécifications concernant les durées d'allumage et d'extinction de la synthèse de fréquence nécessiteraient une étude annexe de l'architecture de la synthèse de fréquence. Dès lors, nous chercherons à maximiser cette isolation afin de limiter la remontée des lobes secondaires, la réduction de la largeur de bande du signal ainsi que l'apparition d'une raie parasite en la fréquence centrale.

II.5.4 Bruit de phase de la synthèse de fréquence RF

Le bruit de phase de la synthèse de fréquence est une spécification d'imperfection qui doit être déterminée par une étude système de la partie émission et/ou réception. Dans le cas présent, nous avons voulu l'associer au dimensionnement du TX-UWB car c'est une des spécifications principales qui doit être fournie pour une synthèse de fréquence. L'objectif

de cette étude n'est pas de déterminer un gabarit de bruit de phase pour la synthèse de fréquence RF mais de se donner des éléments de réflexion autour des spécifications de cette imperfection. Pour ce faire, nous avons considéré deux parties pour la spécification du bruit de phase en fonction de la fréquence qui sont le bruit proche de la porteuse et le bruit loin de la porteuse [74][5].

II.5.4.1 Bruit de phase proche de la porteuse

Le bruit de phase proche de la porteuse fait référence aux bruits de types $1/f^n$ avec $n \geq 1$. Dans le cas d'oscillateurs LC standards fonctionnant autour de 4 GHz, les bruits de phase mesurés sont inférieurs à -100 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse [75]. Dès lors, leurs influences spectrales sur un signal UWB de 500 MHz de bande peuvent-être considérées comme négligeables. Cependant, d'autres spécifications liées au standard IEEE 802.15.4a concernant la localisation nécessitent de définir des spécifications plus précises pour le bruit de phase proche de la porteuse mais cet aspect ne sera pas traité dans ce manuscrit.

II.5.4.2 Bruit de phase loin de la porteuse

Le bruit de phase loin de la porteuse fait quant à lui référence au plancher de bruit thermique ou *Phase Noise Floor* (PNF). Son impact sur l'impulsion RF sera dès lors beaucoup plus important car il présente une valeur constante sur l'ensemble de la DSP en sortie de la synthèse de fréquence. Par convolution dans le domaine fréquentiel avec l'impulsion bande de base, un plancher de bruit va donc apparaître autour de l'impulsion. Il est alors nécessaire de spécifier un niveau de bruit thermique à ne pas dépasser afin que l'impulsion RF générée reste compatible avec les spécifications. Pour cela, l'annexe B établit la valeur du plancher de bruit de la DSE unilatérale normalisée de l'impulsion Gaussienne transposée en fréquence par une porteuse bruitée d'un bruit thermique. L'expression obtenue est la suivante :

$$\mathrm{PNF}_{\text{Impulsion-SSB}}\,[\mathrm{dBr/Hz}] = \frac{2\sigma_N^2}{\sqrt{\pi}\sigma} \tag{II.11}$$

avec : σ_N^2 la variance du bruit thermique,
τ le paramètre de la fonction Gaussienne [s].

Pour obtenir ce résultat, nous avons dû établir la DSP d'une porteuse bruitée par un bruit thermique (se référer à nouveau à l'annexe B). Cette DSP a pour expression :

$$\mathrm{PN}_{\text{Porteuse-SSB}}\,[\mathrm{dBc/Hz}] = \frac{2D_\phi}{D_\phi^2 + [2\pi(f - f_0)]^2} + 4\sigma_N^2 \tag{II.12}$$

[5] D. Marchaland *et Al.*, « Novel Pulse Generator Architecture dedicated to Low Data Rate UWB Systems », EuMC/ECWT, octobre 2005.

avec D_ϕ le coefficient de diffusion caractérisant le bruit en $1/f^2$ et f_0 la fréquence du fondamental. Il est possible à partir cette équation II.12 de déterminer le niveau du PNF de la porteuse relatif à sa puissance en prenant $f \to \infty$. Soit :

$$\mathrm{PNF}_{\text{Porteuse-SSB}} = 4\sigma_N^2 \tag{II.13}$$

Dès lors, nous pouvons exprimer le niveau du plancher de bruit de l'impulsion en fonction de celui de la porteuse. Par substitution de II.13 dans II.11, nous obtenons la relation suivante :

$$\mathrm{PNF}_{\text{Impulsion-SSB}} = \frac{\mathrm{PNF}_{\text{Porteuse-SSB}}}{2\sqrt{\pi}\tau} \tag{II.14}$$

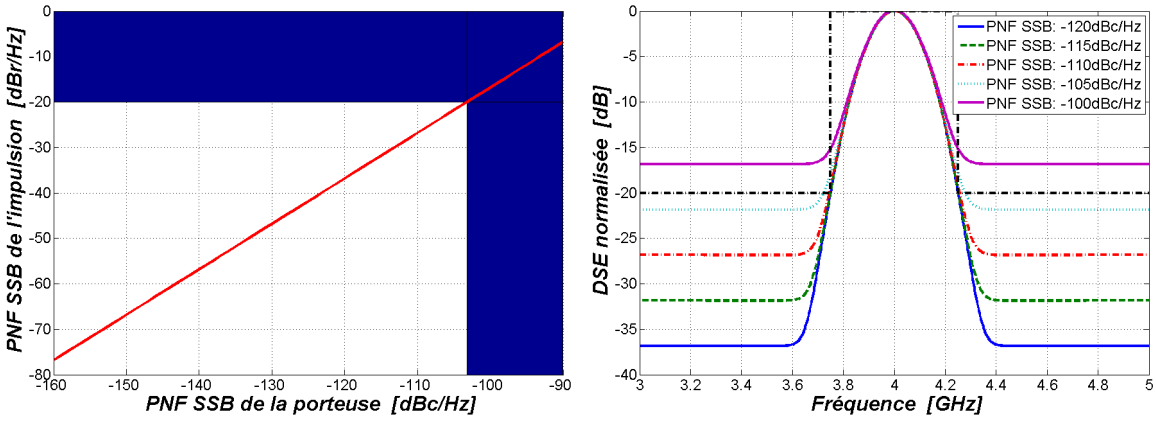


FIG. II.11: Correspondance entre les PNFs de la porteuse et de l'impulsion pour $\tau = 1.366\,\mathrm{ns}$ et DSE de l'impulsion pour différents PNFs de la porteuse

Dès lors, afin de respecter la spécification d'atténuation hors-bande de 20 dB, nous déterminons d'après la Figure II.11 que le PNF de la porteuse ne doit pas excéder $-103.2\,\mathrm{dBc/Hz}$ pour une impulsion Gaussienne bande de base de paramètre $\tau = 1.366\,\mathrm{ns}$. Notons que d'après l'équation II.14, une impulsion spectralement plus large requerra une contrainte plus importante pour le PNF de la porteuse.

II.6 Dimensionnement de l'amplificateur

Le dimensionnement de l'amplificateur se limite à la spécification de la puissance de sortie – puissance à l'antenne – en rapport avec les contraintes de DSP en émission imposées par la réglementation. Comme nous l'avons vu dans la section I.4, la FCC impose deux contraintes au niveau de la DSP : une contrainte en puissance moyenne de $-41.3\,\mathrm{dBm/MHz}$ et une contrainte en puissance crête de 0 dBm par 50 MHz de bande.

Afin de déterminer cette spécification relative à l'amplificateur, il est nécessaire de travailler avec un signal à puissance finie à l'inverse de l'étude qui a été menée sur le dimensionnement

du générateur d'impulsions RF dans laquelle nous avons utilisé une impulsion isolée, donc de puissance nulle. Pour ce faire, notre choix s'est porté vers l'étude d'un train d'impulsions modulé en phase auquel un code de type TH est ajouté, ceci afin de se rapprocher du schéma de modulation mis en jeu dans le standard IEEE 802.15.4a.

II.6.1 Densité Spectrale de Puissance d'un signal modulé

Considérons alors pour cette étude une séquence d'impulsions modulées en amplitude/phase à laquelle est ajoutée une modulation de position. Soit $s(t)$ l'expression mathématique de ce train d'impulsions :

$$s(t) = \sum_{n\in\mathbb{Z}} a_n p(t - b_n T_c - nT_s) \tag{II.15}$$

avec :
- a_n la séquence de données à transmettre,
- $p(t)$ l'impulsion support de la modulation,
- b_n la séquence de codage de type TH $[0; M-1]$,
- T_c la durée *chip* : $T_c = T_s/M$ [s],
- T_s la *Pulse Repetition Period* (PRP) de la séquence d'impulsions [s].

Afin de calculer la DSP d'un tel signal, nous nous sommes basés sur les travaux de *A. Ridolfi* [76, 32]. Dans ces travaux basés sur une modélisation des signaux UWB par un modèle de type *« shot noise »*, *Ridolfi* démontre que la DSP de II.15 est la somme d'une composante continue $S^c(f)$ et d'une composante discrète $S^d(f)$ définies de manière suivante :

$$S^c(f) = \frac{\mathrm{Var}\{a_n\}\,|\Phi_{b_n}(f)|^2}{T_s}\,|P(f)|^2 \tag{II.16}$$

$$S^d(f) = \frac{|\mathbb{E}\{a_n\}|^2\,|\Phi_{b_n}(f)|^2}{T_s^2}\sum_{n\neq 0}\delta_D\left(f - \frac{n}{T_s}\right)|P(f)|^2 \tag{II.17}$$

avec $\Phi_{b_n}(f)$ la fonction caractéristique de la variable b_n et $P(f)$ la TF de l'impulsion considérée. Dans le cas où b_n symbolise une modulation PPM M-aire équiprobable, la fonction caractéristique de b_n est alors :

$$\Phi_{b_n}(f) = \frac{1}{M}\frac{\sin(\pi f T_s)}{\sin(\pi f T_c)}\exp(\imath\pi(M-1)fT_c) \tag{II.18}$$

Dans notre cas d'étude, la modulation d'amplitude/phase est une simple modulation de phase pour laquelle a_n prend seulement deux valeurs équiprobables qui sont $+1$ et -1. Dans ce cas, le terme correspondant à la composante discrète est nulle car la moyenne $\mathbb{E}\{a_n\}$ de cette modulation est nulle. Dès lors, nous obtenons une DSP continue en fonction de la fréquence qui a pour expression :

$$S(f) = \frac{\left|\frac{1}{M}\frac{\sin(\pi f T_s)}{\sin(\pi f T_c)}\exp\left(\imath\pi\left(M-1\right)fT_c\right)\right|^2}{T_s}\left|P(f)\right|^2 \tag{II.19}$$

En l'absence de codage TH, soit $M = 1$, nous retrouvons la DSP d'un train d'impulsions modulé en phase, soit $S(f) = |P(f)|^2/T_s$. La Figure II.12 illustre une comparaison des DSPs entre une modulation BPSK – modulation de phase – et une modulation PPM, soit la différence entre des DSPs continue et discrète.

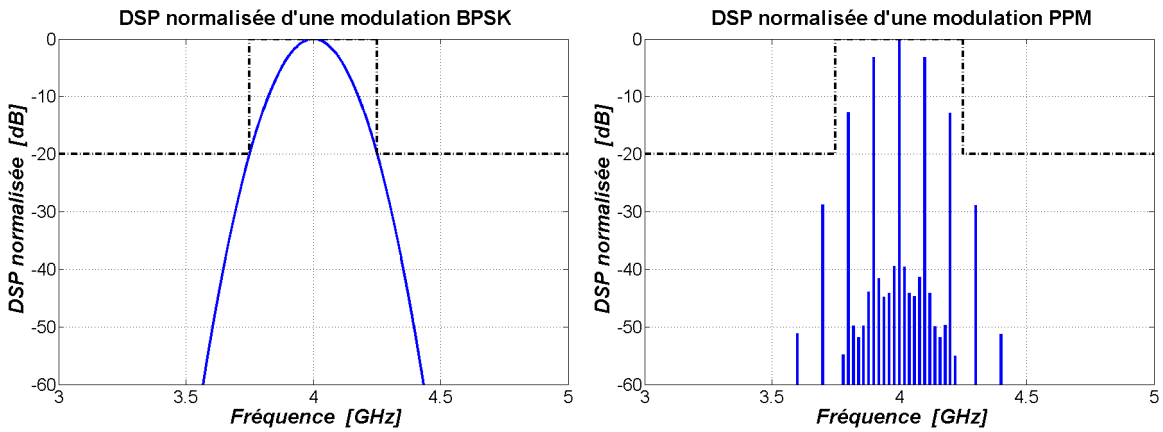


FIG. II.12: Comparaison des DSPs des modulations BPSK et PPM – $RBW = 200\,\text{kHz}$

II.6.2 Limitation en puissance moyenne

A partir de l'équation II.19, nous pouvons établir la puissance moyenne du signal modulé. Cette dernière s'obtient par intégration de la DSP autour d'une fréquence f_a et sur une bande de largeur B_a correspondant à la RBW spécifiée pour cette mesure. Soit :

$$\mathscr{P}_a(f_a, B_a) = 2\int_{f_a - B_a/2}^{f_a + B_a/2} |S(f)|^2\, df \tag{II.20}$$

En se basant sur l'équation II.1 pour ce qui est de l'impulsion bande de base et en considérant simplement une modulation de type BPSK afin de simplifier l'expression analytique, il nous est possible d'exprimer la puissance moyenne maximale du signal modulé. En nous plaçant au maximum de la DSP ($f_a = f_0$) et en assumant une DSP constante sur une bande B_a, nous obtenons une puissance moyenne maximale de :

$$\mathscr{P}_a^{\max}(B_a) = \frac{2\mathscr{E}_p\sqrt{\pi}\tau}{T_s}B_a \tag{II.21}$$

Exprimée en fonction de la largeur de bande de l'impulsion à $-10\,\text{dB}$, B_{10}, l'équation II.21

nous donne une valeur maximale pour l'énergie de l'impulsion :

$$\mathscr{E}_{p/a}^{\max} = \frac{\sqrt{\pi}B_{10}}{2\sqrt{\ln(10)}} \times \frac{T_s}{B_a} \times \mathscr{P}_a^{\max}(B_a) \tag{II.22}$$

Le résultat obtenu au travers de l'équation II.22 nous montre que l'énergie maximale de l'impulsion pour une puissance moyenne maximale donnée est proportionnelle à la PRP moyenne de la modulation.

II.6.3 Limitation en puissance crête

Pour ce qui est du calcul de la puissance crête, considérons maintenant l'intégration de la DSE de l'impulsion considérée exprimée au travers de l'équation II.3, et ce sur une bande B_p. D'un point de vue temporel, un filtre de résolution de largeur $RBW = B_p$ filtre le signal sur une durée d'environ $1/B_p$. Soit :

$$\mathscr{P}_p(f_p, B_p) = B_p \int_{f_p - B_p/2}^{f_p + B_p/2} \left|P^+(f)\right|^2 df \tag{II.23}$$

Toujours dans le cas d'une modulation BPSK, en nous plaçant au maximum de la DSE ($f_p = f_0$) et en assumant une DSE constante sur une bande B_p, nous obtenons une puissance crête maximale de :

$$\mathscr{P}_p^{\max}(B_p) = 2\mathscr{E}_p\sqrt{\pi}\tau B_p^2 \tag{II.24}$$

Exprimée à nouveau en fonction de la largeur de bande de l'impulsion à $-10\,\text{dB}$, B_{10}, l'équation II.24 nous donne une valeur maximale pour l'énergie de l'impulsion :

$$\mathscr{E}_{p/p}^{\max} = \frac{\sqrt{\pi}B_{10}}{2\sqrt{\ln(10)}} \times \frac{1}{B_p^2} \times \mathscr{P}_p^{\max}(B_p) \tag{II.25}$$

L'équation II.25 nous démontre que la spécification de l'énergie de l'impulsion est seulement liée à la puissance crête du signal modulé.

II.6.4 Puissance de sortie

En fonction des résultats que nous venons d'obtenir (Equations II.22 et II.25), il nous est possible de déterminer l'énergie maximale de l'impulsion ainsi que l'amplitude associée afin de ne pas dépasser les spécifications de la réglementation, dans le cas présent celles de la FCC.

La Figure II.13 illustre cette limitation de l'énergie de l'impulsion en fonction de la PRF moyenne de la modulation. Comme nous l'avons vu précédemment, la limitation de l'énergie

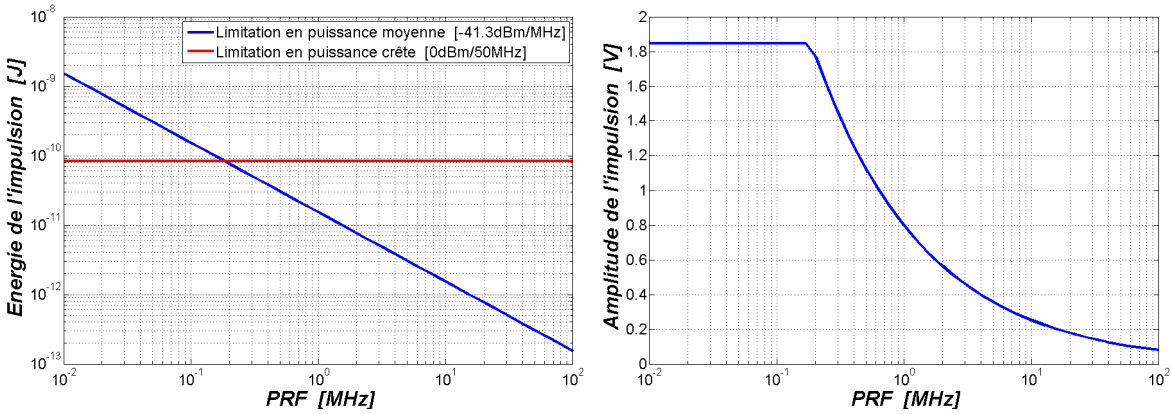


FIG. II.13: Limitation de l'énergie et de l'amplitude de l'impulsion par rapport à la FCC

est indépendante de la PRF pour une spécification de puissance crête tandis qu'elle décroît avec une augmentation de la PRF pour une spécification de puissance moyenne. Dès lors, nous observons un point de transition pour une PRF de 185 kHz au-delà duquel la spécification en puissance moyenne prédomine par rapport à la spécification en puissance crête.
Le second graphe de la Figure II.13 représente l'amplitude maximale de l'impulsion sur une charge de 50 Ω ($\tau = 1.366$ ns) en fonction de la PRF moyenne de la modulation. En prenant la valeur maximale de cette amplitude, soit 1.84 V, nous obtenons la spécification de la puissance crête maximale que l'amplificateur devra fournir qui est de 18.34 dBm.
Cette analyse sur le dimensionnement de l'amplificateur permet de mettre en évidence l'importante puissance crête mise en jeu dans un système UWB qui, au premier abord, se dit être un système à faible puissance [77][6].

II.7 Intégration des spécifications du standard

Dans le cadre de cette thèse, les travaux sur le dimensionnement du générateur d'impulsions ont été initiés « à l'aveugle » dès le début de l'année 2005 car la publication du premier *Draft* du standard IEEE 802.15.4a s'est faite seulement en décembre 2005. Dès lors, il a été nécessaire de modifier les spécifications initiales du cahier des charges afin de converger vers celles de ce standard car ceux sont les applications de ce dernier que nous ciblons.

Comme nous l'avons vu dans la section I.6, le standard IEEE 802.15.4a définit un masque d'émission à l'antenne pour le signal transmis qui dans le cas présent peut être l'impulsion ou le *burst*. Comparées aux spécifications que nous nous sommes fixées dans le cahier des charges, celles du standard sont plus « relâchées » en terme de largeur de bande du signal : des largeurs de bande de 650 MHz et 800 MHz sont respectivement requises à −10 dB et −18 dB au lieu de nos 500 MHz de largeur de bande à −20 dB. Dès lors, il est nécessaire de

[6] D. Marchaland *et Al.*, « Générateur d'impulsions pour les systèmes Ultra Large Bande bas débit », JNM, mai 2005.

modifier l'allure de l'impulsion afin d'optimiser son occupation spectrale.
En ce qui concerne la fréquence de la synthèse RF, nous la prendrons égale à la fréquence centrale de la gamme « Low-Band », à savoir 3993.6 MHz, et non égale à celle de la bande obligatoire centrée sur 4492.8 MHz afin de faciliter l'implémentation. Cette fréquence de 3993.6 MHz – arrondie à 4 GHz – correspond à 8 fois la granularité fréquentielle de la modulation qui est de 499.2 MHz $= 1/T_c$. Dans ce cas, il sera possible d'utiliser une division de la fréquence issue de la synthèse RF afin d'obtenir la fréquence de référence de la modulation.

II.7.1 Processus d'adaptation de l'impulsion au standard

A partir des études précédemment menées dans ce chapitre, nous pouvons établir une méthodologie permettant d'adapter l'impulsion Gaussienne transposée en fréquence aux spécifications du standard IEEE 802.15.4a tout en prenant en compte les contraintes de l'implémentation.

II.7.1.1 Définition de la largeur spectrale de l'impulsion

En se basant sur l'équation II.6 précédemment établie, nous obtenons deux valeurs pour le paramètre τ de l'impulsion correspondant aux spécifications du standard en -10 dB et -18 dB. Soit :

$$\tau_{10} = \frac{1}{\pi \times 0.65\,\text{GHz}} \sqrt{10 \frac{\ln(10)}{10}} = 0.743\,\text{ns} \tag{II.26}$$

$$\tau_{18} = \frac{1}{\pi \times 0.8\,\text{GHz}} \sqrt{18 \frac{\ln(10)}{10}} = 0.810\,\text{ns} \tag{II.27}$$

Dès lors, nous prendrons $\tau_{Std} = \max(\tau_{10}, \tau_{18})$ afin de choisir la contrainte la plus restrictive pour ce qui est de la largeur de bande de l'impulsion. Une valeur de $\tau_{Std} = 0.810$ ns nous donne une largeur de bande de 596 MHz à -10 dB.

II.7.1.2 Troncature de l'impulsion

Comme nous l'avons vu précédemment, l'impulsion Gaussienne doit être tronquée afin d'être limitée dans le temps. Pour réduire la complexité d'implémentation, nous tronquons l'impulsion sur le plus petit multiple de la durée *chip* tout en respectant le masque d'émission, soit dans le cas présent 4 ns. Cette valeur correspond au double de la granularité temporelle de la modulation définie dans le standard.

II.7.1.3 Numérisation de l'impulsion

Toujours dans un souci de limiter la complexité de l'implémentation, nous prenons comme fréquence d'échantillonnage celle de la porteuse RF, ce qui nous donne 16 échantillons pour une impulsion de 4 ns, soit $N_S = 16$. Pour ce qui est du nombre de niveaux de quantification, 8 niveaux suffisent pour approximer l'impulsion Gaussienne par une impulsion triangulaire en y incluant le niveau d'amplitude nulle, soit $N_A = 3$.

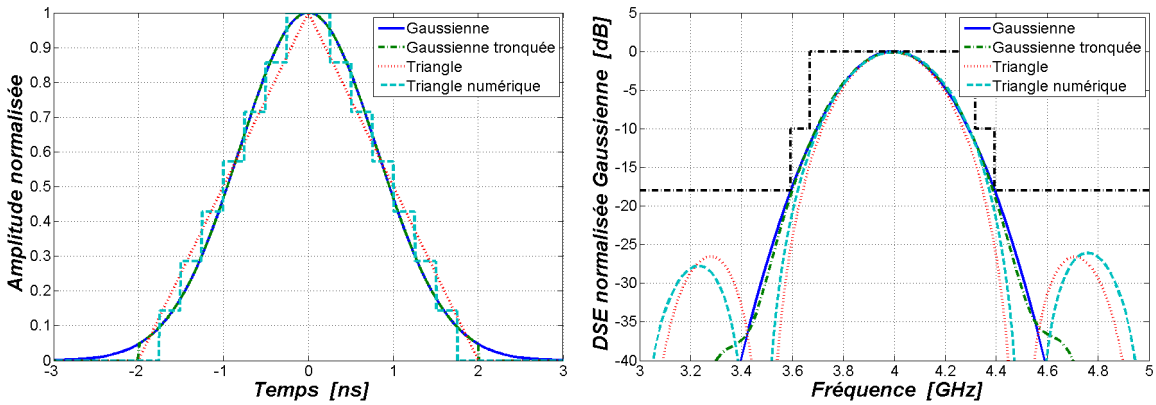


FIG. II.14: Processus d'adaptation de la Gaussienne vers l'implémentation

La Figure II.14 permet d'illustrer ce processus aux travers des allures temporelle et spectrale de l'impulsion triangulaire discrétisée de 4 ns en comparaison avec l'impulsion Gaussienne théorique associée.

II.7.1.4 Autres spécifications

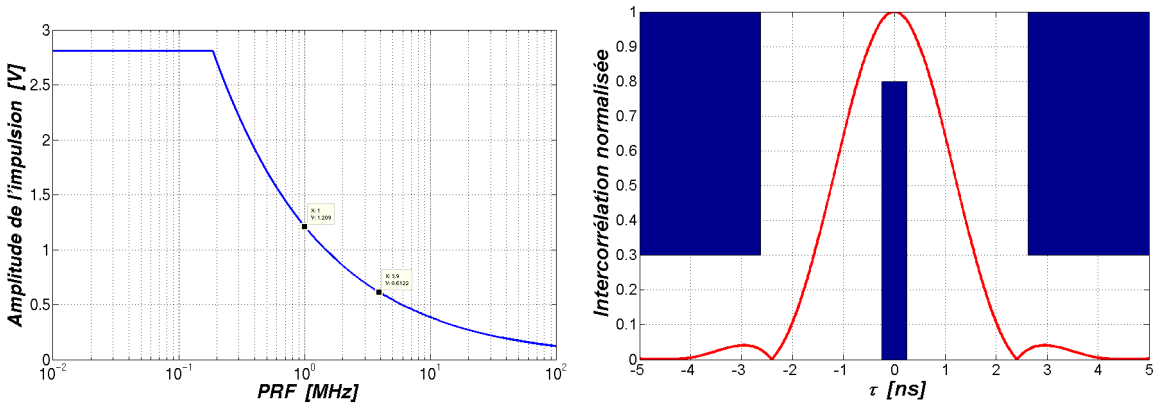


FIG. II.15: Amplitude maximale de l'impulsion – Intercorrélation de l'impulsion triangulaire discrétisée avec l'impulsion RRC

Isolation en transmission de la synthèse de fréquence sur la sortie du générateur La spécification d'isolation entre le signal issu de la synthèse de fréquence RF et

la sortie du générateur d'impulsions est fonction de la PRF de la modulation dans le cas d'une synthèse fonctionnant en continu comme nous l'avons vu précédemment. Le Tableau I.3 nous donne la PRF moyenne minimale que le système devra supporter, à savoir 3.9 MHz. Dans ce cas et associé à une synthèse de fréquence RF fonctionnant en continu, une isolation en transmission supérieure à 59.9 dB est requise afin de ne pas dégrader de moins de -1 dB le maximum spectral de l'impulsion. Pour information, l'isolation requise atteint 71.2 dB dans le cas d'une PRF à 1 MHz.

Amplitude de l'impulsion Pour ce qui est de la spécification de l'amplitude maximale de l'impulsion, notons en premier lieu que le maximum de la DSE de l'impulsion triangulaire discrétisée obtenue est inférieur de 0.1 dB à celui de l'impulsion Gaussienne de référence. De plus, l'imperfection d'isolation entraîne un décalage supplémentaire de -1 dB par rapport à l'impulsion Gaussienne de référence. Dès lors, un facteur correctif doit être appliqué à la spécification de puissance issue de la FCC afin de pouvoir exploiter les résultats obtenus précédemment.
Pour une PRF de 3.9 MHz associée à un facteur correctif de -0.9 dB, l'amplitude maximale pour l'impulsion est de 612 mV crête sur 50 Ω comme l'illustre le premier graphe de la Figure II.15. A titre indicatif, cette amplitude maximale atteint 1.209 V crête sur 50 Ω dans le cas d'une PRF moyenne de 1 MHz.

Plancher de bruit de la synthèse de fréquence En ce qui concerne la spécification du PNF de la synthèse de fréquence RF, un PNF *Single Side-Band* (SSB) minimum de -105.5 dBc/Hz est requis afin de ne pas remonter le plancher de bruit de l'impulsion au delà d'une atténuation de 20 dB par rapport au maximum spectral de cette dernière.

Intercorrélation avec une impulsion RRC Par ailleurs, afin d'être conforme au standard, il nous reste à valider l'intercorrélation de l'impulsion définie précédemment avec une impulsion RRC de référence spécifiée au travers de l'équation I.18. Le second graphe de la Figure II.15 illustre cette intercorrélation en comparaison avec les spécifications d'intercorrélation du standard : l'impulsion triangulaire discrétisée est conforme au standard pour cette spécification.

II.7.2 Du pulse vers le *burst*

Pour mémoire, le standard IEEE 802.15.4a met en œuvre deux types de modulation lors de la transmission d'une trame (voir section I.6) :

– La première est une modulation ternaire utilisant des impulsions isolées dans le temps. Elle sert à la transmission du préambule (PHR).

– La seconde, la modulation BPM–BPSK, utilise une suite d'impulsions – un *burst* – pour transmettre l'entête (PHR) et les données (EPSDU).

Le dimensionnement proposé précédemment pour l'impulsion répond seulement aux spécifications de la modulation ternaire. En effet, l'impulsion dimensionnée ayant une durée de 4 ns, il n'est pas possible d'apposer les impulsions les unes à la suite des autres avec la granularité temporelle requise par la modulation, soit 2 ns.

Afin d'être totalement compatible avec le standard en ce qui concerne les modulations mises en œuvre dans ce dernier, deux solutions peuvent être envisagées comme nous allons le voir par la suite.

II.7.2.1 Impulsions de 2 ns et filtrage

Pour pallier cette limitation, la première solution consiste à redimensionner l'impulsion afin de la contenir dans une durée de 2 ns pour pouvoir générer des *bursts* compatibles avec le standard comme le montre le premier graphe de la Figure II.16, graphe qui illustre l'exemple d'un *burst* composé de 16 impulsions de 2 ns modulées en BPSK. Cependant, cette solution a pour conséquence l'élargissement fréquentiel de l'impulsion et de ce fait, le masque d'émission n'est plus respecté comme l'illustre le second graphe de cette même Figure II.16. En effet, une impulsion de 2 ns a une largeur de bande supérieure à 1 GHz à −10 dB. Dans cette approche, il serait donc nécessaire de filtrer le signal en sortie du générateur d'impulsions afin de le contraindre au masque d'émission du standard.

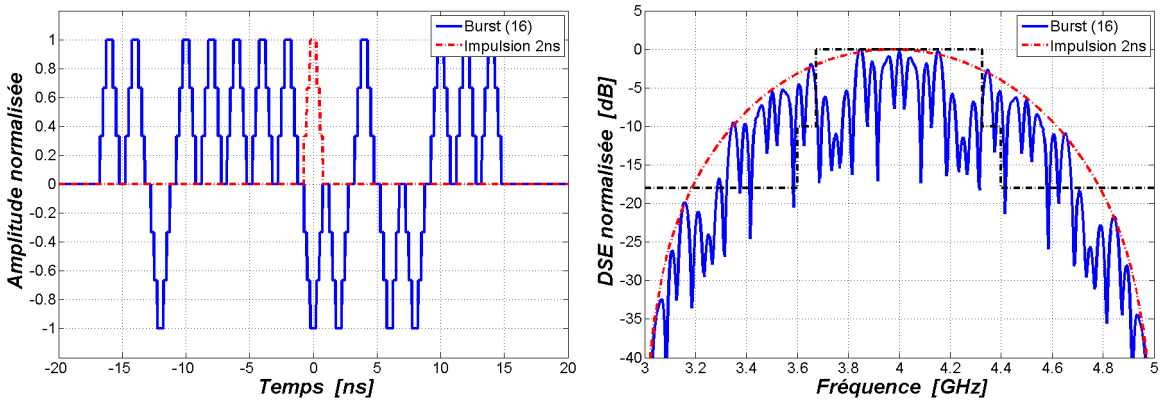


FIG. II.16: Exemple de *burst* généré à partir d'impulsions de 2 ns

Toujours dans une optique de réduction de la complexité, nous ne retenons pas cette solution car elle fait appel à une fonction additionnelle de filtrage.

II.7.2.2 Impulsions de 4 ns et recouvrement temporel

Une seconde solution consiste à générer les *bursts* requis par le standard à partir de l'impulsion dimensionnée précédemment. Dans ce cas, une impulsion de 4 ns, modulée en BPSK,

doit être générée toutes les 2 ns afin de respecter le schéma de la modulation BPM–BPSK. Par cette approche, le *burst* résultant correspond à la superposition temporelle durant 2 ns d'une partie de l'impulsion $N-1$ avec l'impulsion N comme l'illustre la Figure II.17.

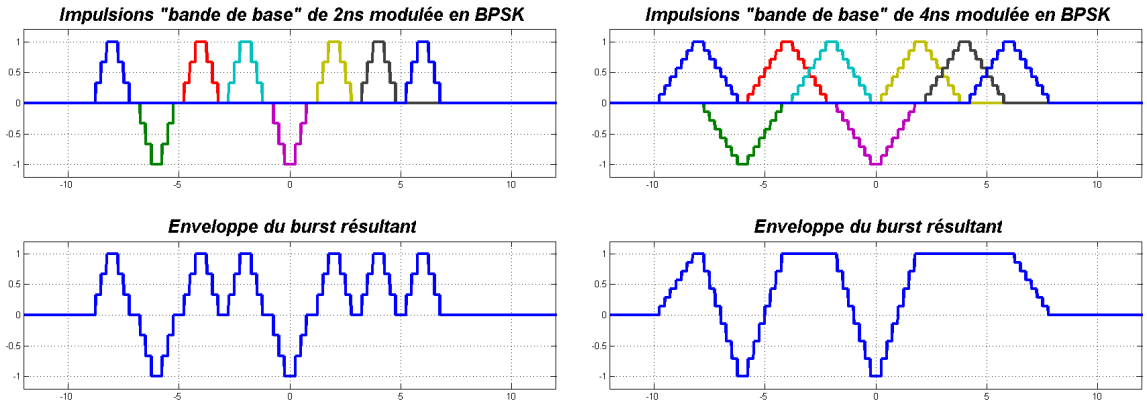


FIG. II.17: Comparaison d'un *burst* généré à partir d'impulsions de 2 ns et 4 ns

En comparaison avec la Figure II.16, cette solution permet de conserver une occupation spectrale compatible avec le standard tout en étant aussi compatible avec le schéma de modulation comme l'illustre la Figure II.18. Notons que ce procédé est similaire à la fonction de filtrage requise dans la solution énoncée précédemment. En effet, filtrer une impulsion de 2 ns par un filtre passe-bande afin de réduire son occupation spectrale se traduit par un étalement de cette impulsion au niveau temporel. L'approche proposée permet donc de se passer de cette fonction de filtrage en utilisant directement une impulsion « filtrée ».

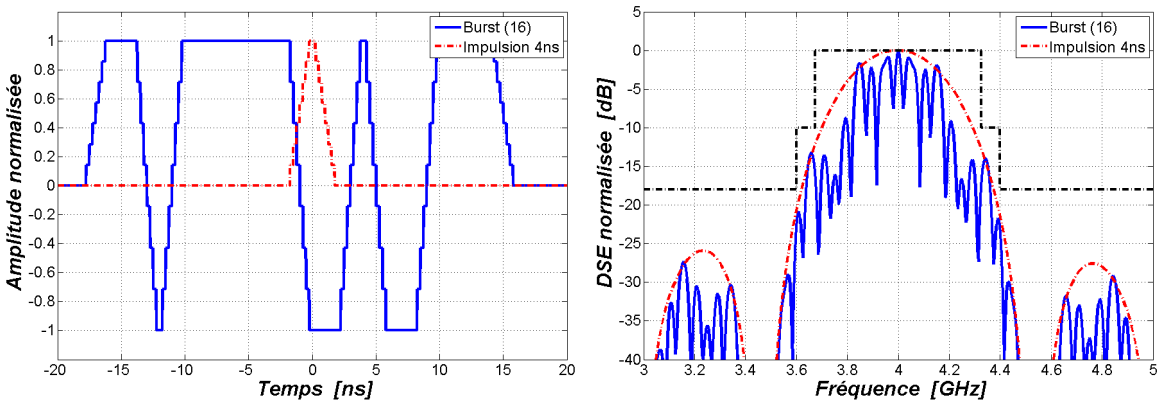


FIG. II.18: Exemple de *burst* généré à partir d'impulsions de 4 ns

Cette solution ainsi que sa mise en œuvre ont fait l'objet d'un dépot de brevet [1][7] et est retenue pour l'implémentation.

[7] D. Marchaland *et Al.*, « Générateur d'impulsions ultra large bande doté d'une fonction intégrée d'émulation numérique de filtrage, et procédé de transmission ». Demande FR0700683 déposée le 31 janvier 2007.

II.8 Synthèse du dimensionnement d'un émetteur UWB

L'étude menée dans ce chapitre concernant le dimensionnement d'un générateur d'impulsions compatible avec le standard IEEE 802.15.4a nous a permis de dresser en premier lieu un cahier des charges de l'émetteur UWB et d'établir à partir de ce dernier une architecture générique d'émetteur.
En se basant sur cette architecture générique, la phase de dimensionnement nous a traduit dans un premier temps le passage d'un modèle d'impulsion Gaussienne théorique à une représentation proche de l'implémentation avec l'impulsion triangulaire discrétisée. Dans un second temps, un ensemble de spécifications a été établi à partir de cette représentation afin de donner un point de départ à la conception du circuit associé dans le cas d'un système fonctionnant avec une PRF égale à 3.9 MHz. Ces spécifications concernant l'impulsion triangulaire discrétisée et transposée en fréquence autour de 4 GHz sont résumées dans le Tableau II.3.

Spécifications de l'impulsion triangulaire discrétisée (PRF = 3.9 MHz)	
Durée de l'impulsion triangulaire discrétisée	4 ns
Fréquence d'échantillonnage / Nombre d'échantillons (N_S)	4 GHz / 16
Nombre de bits d'amplitude (N_A)	3
Paramètre τ de l'impulsion Gaussienne équivalente	810 ps
Largeur de bande de l'impulsion Gaussienne équivalente @ -10 dB	596 MHz
Isolation minimale @ -1 dBr (synthèse RF fonctionnant en continue)	59.9 dB
Amplitude crête maximale sur 50 Ω	612 mV
Amplitude crête maximale sur 100 Ω	866 mV
PNF SSB maximum de la synthèse de fréquence RF @ -20 dB	-105.5 dBc/Hz

TAB. II.3: Spécifications de l'impulsion triangulaire discrétisée

Ajoutée à ces spécifications, une évolution brevetée de l'architecture pour une compatibilité avec le standard IEEE 802.15.4a a été présentée [1]. Cette innovation permet la génération de *bursts* à partir de l'impulsion triangulaire discrétisée de 4 ns dimensionnée précédemment évitant ainsi l'utilisation d'un filtre RF passe-bande pour la mise en forme du signal.

Chapitre III

Implémentation et caractérisation

– Résumé –

Ce chapitre présente la conception d'un générateur de *bursts* en technologie CMOS 65nm, compatible avec le standard IEEE 802.15.4a. Après une introduction aux technologies submicroniques et à la plate-forme ST CMOS 65nm, nous définirons dans un premier temps l'implémentation choisie pour le TX-UWB. Dans un second temps, la conception, le *layout* et la caractérisation du circuit seront présentés.

Sommaire

III.1 Introduction **65**
III.2 Caractéristiques des technologies submicroniques **66**
III.2.1 Impacts de l'évolution technologique sur le transistor MOSFET . 66
III.2.2 Réduction de la tension d'alimentation 67
III.2.3 Evolution des composants passifs 68
III.2.4 Vers la radio numérique 68
III.3 Plate-forme technologique ST CMOS 65nm **69**
III.3.1 Présentation de l'offre CMOS 65nm 69
III.3.2 Flot de conception 70
III.3.3 Caractéristiques des transistors MOSFET LP-SVT 70
III.4 Choix d'une implémentation **71**
III.4.1 Partitionnement de l'architecture 71
III.4.2 Interfaces E/S 73
III.5 Conception de la partie Radio-Fréquence (RF) **74**
III.5.1 Implémentation du DAC RF 74
III.5.2 Implémentation de l'ensemble de la partie RF 79
III.6 Conception de la partie numérique **83**
III.6.1 Présentation de l'architecture 83
III.6.2 Description fonctionnelle 83
III.6.3 Simulation fonctionnelle 85
III.6.4 Conception *Custom versus Corelib* 86
III.7 Spécificités générales du circuit **87**
III.8 Caractérisation du circuit **88**

III.8.1 Réalisation du PCB 88
III.8.2 Mesures fonctionnelles 90
III.8.3 Mesures fréquentielles 92
III.8.4 Intégration dans une plate-forme de validation 94
III.9 Conclusion 95

III.1 Introduction

L'étude de dimensionnement effectuée dans le chapitre précédent nous a permis de spécifier une architecture de générateur d'impulsions basée autour d'une impulsion triangulaire discrétisée de 4 ns compatible avec le standard IEEE 802.15.4a. Associé à ce générateur d'impulsions, un principe novateur basé sur le recouvrement temporel des impulsions autorise la transmission de *bursts* compatibles IEEE 802.15.4a à partir de cette même impulsion de 4 ns. La phase suivant cette étude système est l'implémentation de l'architecture proposée dans la plate-forme technologique ST CMOS 65nm afin de valider le principe de cette architecture par la mesure mais aussi de démontrer le potentiel d'une technologie CMOS submicronique dans ce type d'architecture mixte numérique/RF.

La première étape de l'implémentation consiste à définir une architecture orientée circuit à partir de l'architecture fonctionnelle définie dans le chapitre II. Pour cela, les différentes fonctions numériques et RFs de l'architecture fonctionnelle sont partitionnées afin d'obtenir un ensemble de blocs élémentaires correspondant aux blocs circuits à réaliser. Ajouté à cela, il est tout aussi important de définir les interfaces du circuit global afin de spécifier électriquement les types de signaux au niveau des *Entrée/Sortie* (E/S).
La seconde étape est celle de la conception et du dessin des masques de ces différents blocs élémentaires. Pour ce qui est des blocs RFs, la conception de ces derniers est principalement synonyme de dimensionnement des transistors *Metal-Oxide Semiconductor* (MOS) et des charges résistives et capacitives associées. Parallèlement, la conception des blocs numériques consiste à créer la fonction désirée à partir de cellules logiques élémentaires. Néanmoins, le dimensionnement des courants de sortie de certaines cellules élémentaires est requis afin de tenir les contraintes de charge aux interfaces, typiquement entre les parties numérique et RF.
La dernière étape fait référence à la caractérisation du circuit réalisé. Pour ce faire, la conception d'un *Printed Circuit Board* (PCB) dédié à ce circuit est nécessaire car nous avons choisi d'utiliser une technologie de montage de type *Chip-on-Board* pour éviter les effets parasites apportés par une mise en boîtier. Cette caractérisation s'effectue ensuite par le biais de mesures temporelles et fréquentielles.

Afin d'introduction ce chapitre consacré à l'implémentation, un aperçu de l'impact des technologies submicroniques sur la conception analogique/RF est présenté dans le but de mettre en avant les différences majeures de ces nouvelles technologies avec les technologies CMOS plus matures. En effet, si la réduction des longueurs de grille des transistors MOS est bénéfique dans le cas de circuits numériques, elle entraîne certaines « complications » envers les circuits analogique/RF. Dans le cadre de cette introduction, une présentation de la plate-forme technologique ST CMOS 65nm est proposée ; l'accent étant mis sur le flot de conception et la technologie utilisés pour la conception du TX-UWB.

III.2 Caractéristiques des technologies submicroniques

En suivant la loi de Moore, la réduction des dimensions géométriques au niveau du *front-end* (*i.e.* composants) et du *back-end* (*i.e.* interconnexions) associée à un nombre croissant de niveaux de métallisation entraînent une augmentation drastique de la densité des circuits numériques, tout en réduisant le temps de commutation des portes logiques. Assortie à une augmentation de la complexité et du nombre de fonctions intégrables sur une même puce, les coûts de production en sont ainsi réduits. Cependant, du fait que cette évolution technologique soit majoritairement portée par le développement des circuits numériques, le bénéfice envers les circuits analogiques et RF est dès lors modéré malgré une augmentation croissante du f_{T} des transistors.

III.2.1 Impacts de l'évolution technologique sur le transistor MOSFET

D'une manière générale, la réduction de la longueur de grille des transistors fait apparaître au niveau de ce dernier des phénomènes considérés comme marginaux jusqu'à maintenant. Nous illustrons ce propos à travers deux exemples portant sur les courants d'un transistor MOS.

III.2.1.1 Modélisation du courant de drain en saturation

Bien connue du concepteur, l'équation exprimant le courant de drain en saturation i_{dsat} d'un transistor MOS est de la forme :

$$i_{dsat} = \frac{\mu\, C_{OX}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)(v_{gs} - V_t)^2\,(1 + \lambda\, v_{ds}) \tag{III.1}$$

avec :
- μ la mobilité des charges considérées (électrons/trous) $\left[\mathrm{m}^2/(\mathrm{V.s})\right]$,
- C_{OX} la capacité de l'oxyde par unité de surface $\left[\mathrm{F/m}^2\right]$,
- W la largeur du canal [m],
- L la longueur du canal [m],
- V_{gs} la tension grille-source [V],
- V_t la tension de seuil [V],
- λ le paramètre représentant l'effet Early (pincement du canal) $\left[\mathrm{V}^{-1}\right]$,
- V_{ds} la tension drain-source [V].

Or dans une technologie submicronique, à cause de la dégradation de la mobilité tant au niveau vertical que latéral, le courant de drain arrive à saturation non pas par pincement du canal mais en raison d'une vélocité limitée des porteurs. Ceci a pour conséquence la décroissance de la transconductance g_m au-delà d'une certaine tension de grille v_{gs} comme l'illustre la Figure III.1.

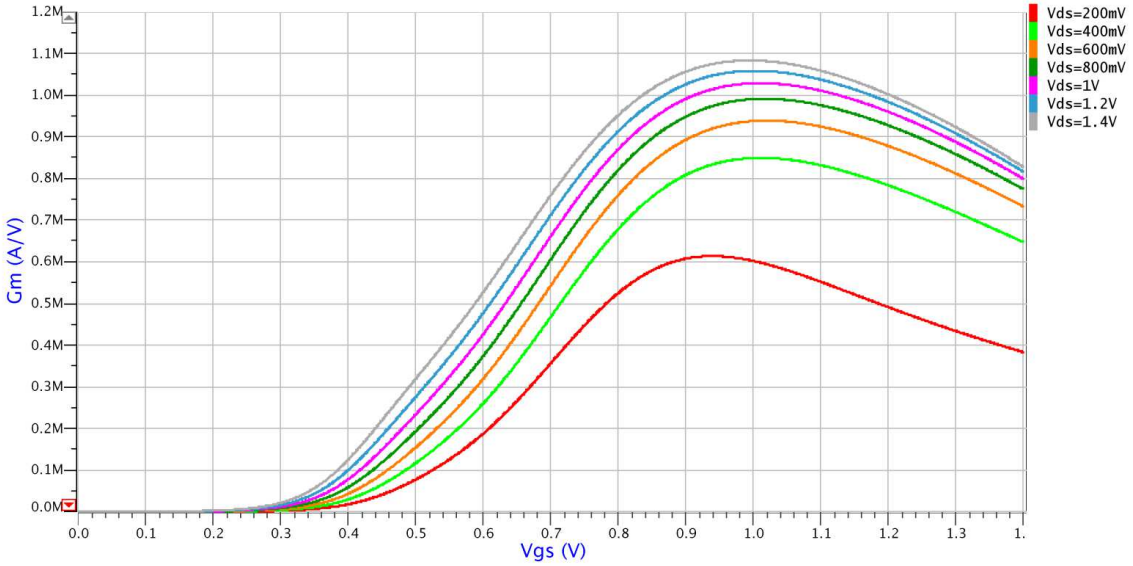


FIG. III.1: Transconductances typiques d'un transistor NMOS en technologie CMOS 65 nm : W = 1 μm et L = 60 nm.

III.2.1.2 Augmentation des courants de fuite

Une autre conséquence de la réduction de la taille des transistors est l'augmentation des courants de fuite, tant d'un point de vue statique que dynamique [78]. En effet, la réduction de la tension de seuil couplée à une diminution de la longueur de grille a pour conséquence d'augmenter le courant de fuite en zone linéaire. De même, la réduction de l'épaisseur des oxydes de grille (quelques nanomètres) fait apparaître un effet tunnel au niveau de la grille entraînant une fuite statique de courant à travers cette dernière. Ces deux phénomènes étaient considérés comme négligeables dans les technologies plus matures.

III.2.2 Réduction de la tension d'alimentation

La réduction de la longueur de grille des transistors va de pair avec la réduction de la tension d'alimentation des circuits ; cela est bénéfique pour les circuits numériques qui diminuent ainsi leur consommation dynamique. Pour ce qui est de la conception analogique, cette réduction de la tension maximale disponible requiert de la part du concepteur la mise en œuvre de nouvelles techniques propres à la conception sous de faibles tensions d'alimentation [79]. En effet, il est courant en conception analogique d'empiler plusieurs transistors fonctionnant en zone de saturation. Pour un empilement de k transistors sous une tension d'alimentation de V_{DD}, nous avons :

$$\sum_{k \in \mathbb{N}} v_{ds}^{(k)} = V_{DD} \tag{III.2}$$

Or la réduction de la tension drain-source v_{ds} entraîne une réduction de la tension grille-

source v_{gs} de manière à garder la saturation du transistor, ceci tout en veillant à conserver v_{gs} supérieure à V_T, condition *sine qua non* pour avoir un canal induit. Dès lors, pour un V_T de l'ordre de 400 mV et un V_{DD} de 1.2 V, nous pouvons raisonnablement empiler deux transistors et une charge, limitant ainsi l'utilisation de structures de type cascode sans précaution préalable.

III.2.3 Evolution des composants passifs

D'une manière générale, l'évolution technologique est favorable en ce qui concerne les composants passifs couramment utilisés dans la conception RF [80, 81]. L'augmentation du nombre de niveaux de métallisation, la spécification d'un métal épais pour les derniers niveaux ainsi que l'utilisation de cuivre épais augmentent sensiblement le facteur de qualité des inductances sur silicium ainsi que leur fréquence de résonance.
Pour ce qui est des capacités, celles de type *Metal-Oxide-Metal* (MOM) – intra ou inter – bénéficient de l'augmentation de la finesse de gravure des métallisations. Concernant les capacités *Metal-Insulator-Metal* (MIM), l'utilisation de matériaux à forte constante diélectrique – en option du procédé standard – permet d'obtenir des densités de l'ordre de quelques fF par μm^2.

Cependant, le *back-end* devient de plus en plus proche du substrat à cause d'une diminution des épaisseurs des oxydes entre les différents niveaux de métallisation, ceci afin de pouvoir réduire la largeur des interconnexions et la taille des vias. Dès lors, les composants passifs RF requièrent l'utilisation des niveaux de métal les plus hauts en association avec une structure écran[1] sous peine de dégrader par couplage substrat la qualité de ces derniers .

III.2.4 Vers la radio numérique

L'augmentation de la fréquence de transition des transistors permet dorénavent de concevoir des circuits basés sur des blocs dits « RF numériques » : un modulateur $\Delta\Sigma$ couplé à un DAC sur 1-bit permet, par exemple, l'utilisation d'un amplificateur en classe commutée tout en conservant la linéarité des signaux. La radio conventionnelle est en cours d'évolution : les architectures classiques bande étroite dans lesquelles l'utilisation de passifs à fort coefficient de qualité était requis s'orientent vers des architectures radios dites numériques dont l'évolution ultime réside dans un récepteur composé d'un amplificateur faible bruit et d'un *Analog-Digital Converter* (ADC) [80].
Par ailleurs, la conception RF requiert en générale la calibration des circuits afin de compenser les variations des procédés de fabrication. La technologie CMOS permet aussi de

[1] Une structure écran est un maillage métallique disposé entre le composant et le substrat dans le but de réduire le couplage entre ces derniers.

mettre en œuvre des réglages automatiques grâce aux capacités numériques et aux mémoires disponibles, autorisant ainsi l'implémentation d'algorithmes de calibration.

III.3 Plate-forme technologique ST CMOS 65nm

III.3.1 Présentation de l'offre CMOS 65nm

Développée par STMicroelectronics en collaboration avec NXP et Freescale dans le cadre de l'Alliance Crolles 2[2], la plate-forme CMOS 65 nm comprend plusieurs procédés de fabrication au niveau du *front-end* permettant d'optimiser la conception selon le but recherché. Deux procédés basés sur un substrat classique sont proposés, un premier dédié à la basse consommation (procédé *Low-Power* (LP) : $V_{DD} = 1.2\,\text{V}$, $T_{OX} = 1.8\,\text{nm}$, $L_{SILICIUM} = 60\,\text{nm}$) et un second orienté vers une utilisation plus générale (procédé *General Purpose* (GP) : $V_{DD} = 1\,\text{V}$, $T_{OX} = 1.2\,\text{nm}$, $L_{SILICIUM} = 45\,\text{nm}$). Pour chacun de ces procédés, plusieurs épaisseurs d'oxyde de grille ainsi que plusieurs tensions de seuil des transistors MOS sont disponibles permettant d'optimiser le compromis rapidité – consommation ou encore de travailler avec une tension d'alimentation V_{DD} supérieure à 1.2 V dans le cas d'une conception RF par exemple. Pour ce qui est de l'offre *back-end*, plusieurs niveaux de métallisation sont disponibles allant de 6-7 niveaux en standard jusqu'à 10 niveaux en option. L'ensemble de ces procédés de fabrication requiert au minimum un jeu de 30 masques pouvant aller jusqu'à 37 masques suivant les options choisies [82].
En ce qui concerne la conception analogique/RF, la modélisation des transistors est effectuée de façon plus précise pour une meilleure adéquation entre les simulations et les mesures, ceci au détriment du temps de simulation. De plus, un nouveau transistor dédié à la conception analogique, dit *High Performance Analog* (HPA), est proposé en option. Ce dernier présente une impédance de sortie en saturation et un gain plus élevés permettant la conception de sources de courant plus précises et robustes ; ceci est rendu possible grâce à un procédé permettant d'obtenir une tension de seuil de quelques dizaines de millivolts au détriment d'un courant de fuite plus important. Par ailleurs, des varactors de type MOS ou P+/Nwell ainsi qu'un transistor bipolaire ne nécessitant pas de masque supplémentaire sont disponibles. Pour ce qui est des passifs, la capacité proposée par défaut est la MOM et une capacité MIM est disponible en option ; elle requiert deux masques supplémentaires et permet d'atteindre une densité de $5\text{fF}/\mu\text{m}^2$. Concernant les inductances, plusieurs géométries sont disponibles (octogonale, symétrique) ainsi que des géométries spécifiques permettant d'obtenir de faibles surfaces. Qui plus est, une caractérisation des résistances pour la conception RF complète cette offre de passifs.

[2]Pour plus d'information : `http://us.st.com/stonline/press/news/year2003/fra/c1273hfra.htm`

III.3.2 Flot de conception

Le flot de conception se définit comme l'ensemble des outils ou logiciels entrant dans la réalisation d'un circuit, qu'il soit analogique ou numérique. En ce qui concerne la conception analogique/RF basée sur la plate-forme CMOS 65 nm, il est intégré à l'environnement de conception VIRTUOSO sous Cadence. Comme le montre la Figure III.2, ce flot peut être divisé en deux parties correspondant aux étapes de *front-end* et de *back-end*.

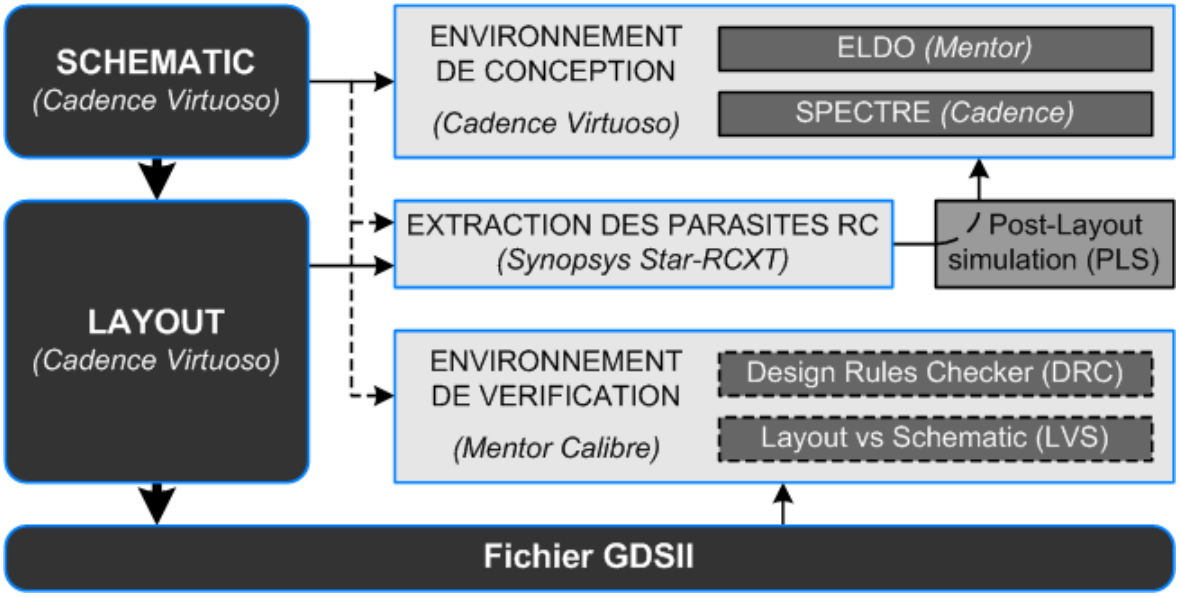


FIG. III.2: Flot de conception de la plate-forme technologique ST CMOS 65 nm

Pour la partie *front-end*, les moteurs de simulation ELDO et ELDO RF (Mentor) ont été majoritairement utilisés lors de la conception tant dans le domaine temporel que fréquentiel, complétés occasionnellement par des simulations sous SPECTRE (Cadence). Concernant le *layout*[3], les vérifications *Design Rules Checker* (DRC) et *Layout Versus Schematic* (LVS) permettant respectivement de contrôler les règles de dessin et la correspondance des connexions électriques et des géométries entre le schéma et le *layout* sont effectuées par l'intermédiaire de CALIBRE (Mentor). En complément, STAR-RCXT (Synopsys) a été utilisé pour l'extraction des parasites du *layout*.

III.3.3 Caractéristiques des transistors MOSFET LP-SVT

Plusieurs paramètres électriques relatifs aux transistors MOS permettent de comparer les performances des différentes options d'une plate-forme technologique tant pour la conception analogique que numérique. Dans notre cas, nous avons décidé de travailler avec l'option LP afin d'optimiser la consommation du circuit qui est un paramètre « critique » pour les

[3]Le *layout* dénomme l'étape de création du jeu de masques – masques composés de formes géométriques élémentaires – nécessaire à la réalisation d'un circuit en salle blanche (métaux, oxydes, dopants, etc.).

applications de type WSN. Dans cette option, nous nous sommes limités à l'utilisation d'un seul type de transistor car il s'agissait de démontrer la fonctionnalité du circuit et non d'optimiser les performances de ce dernier. Notre choix s'est donc porté sur les transistors de type *Standard Voltage Threshold* (SVT) ; ces derniers présentant un bon compromis entre rapidité et consommation.

	NMOS (L = 60nm)		***PMOS (L = 60nm)***		
Paramètres	*W = 0.12µm*	*W = 1µm*	*W = 0.12µm*	*W = 1µm*	Unités
VTLIN	379	433	404	479	mV
IDLIN	12.7	95.4	5.8	37.6	µA
VTSAT	288	302	315	347	mV
ION	84.3	613	48.3	311	µA
IOFF	61.8	361	12.3	99.6	pA
FT	127	162	67	82	GHz
CGG	-	1.01	-	1.01	fF
GAIN	-	7.64	-	7.18	-

TAB. III.1: Caractéristiques électriques principales des MOS LP-SVT (TT/25°C)

Le Tableau III.1 résume les caractéristiques électriques principales des transistors NMOS et PMOS LP-SVT dans le cas d'un procédé centré. VTLIN et VTSAT représentent respectivement les tensions de seuil en fonctionnement linéaire et saturé, soit respectivement pour $v_{ds} = 50\,\text{mV}$ et $v_{ds} = 1.2\,\text{V}$. IDLIN et ION sont respectivement les courants de drain en fonctionnement linéaire et saturé pour $v_{gs} = 1.2\,\text{V}$. IOFF représente le courant de fuite au niveau du drain lorsque $v_{gs} = 0\,\text{V}$. FT est la fréquence dite de transition pour laquelle le gain en courant petit-signal est unitaire et GAIN est le gain analogique égal au ratio g_m/g_d, g_m et g_d étant respectivement la transconductance et la conductance de sortie du MOS. Enfin, CGG représente la valeur moyenne de la capacité de grille. Notons que ces caractéristiques électriques sont orientées conception numérique, cela nous permet cependant d'avoir un premier aperçu des performances de la technologie LP-SVT.

III.4 Choix d'une implémentation

III.4.1 Partitionnement de l'architecture

En fonction de l'étude menée dans le chapitre II concernant le dimensionnement de l'architecture fonctionnelle présentée Figure II.3, nous avons obtenu un ensemble de spécifications

relatives à une impulsion triangulaire discrétisée conforme au standard IEEE 802.15.4a et à la réglementation FCC dans le cas d'une PRF supérieure à 3.9 MHz. Ajouté à ces spécifications, nous avons proposé un principe novateur permettant la génération de *bursts* à moindre coût à partir de l'impulsion spécifiée précédemment. Il nous faut maintenant déterminer une manière d'implémenter les fonctions souhaitées en accord avec ces spécifications. Pour ce faire, le partitionnement que nous avons choisi repose sur le contrôle des blocs RF par une partie numérique comme l'illustre la Figure III.3.

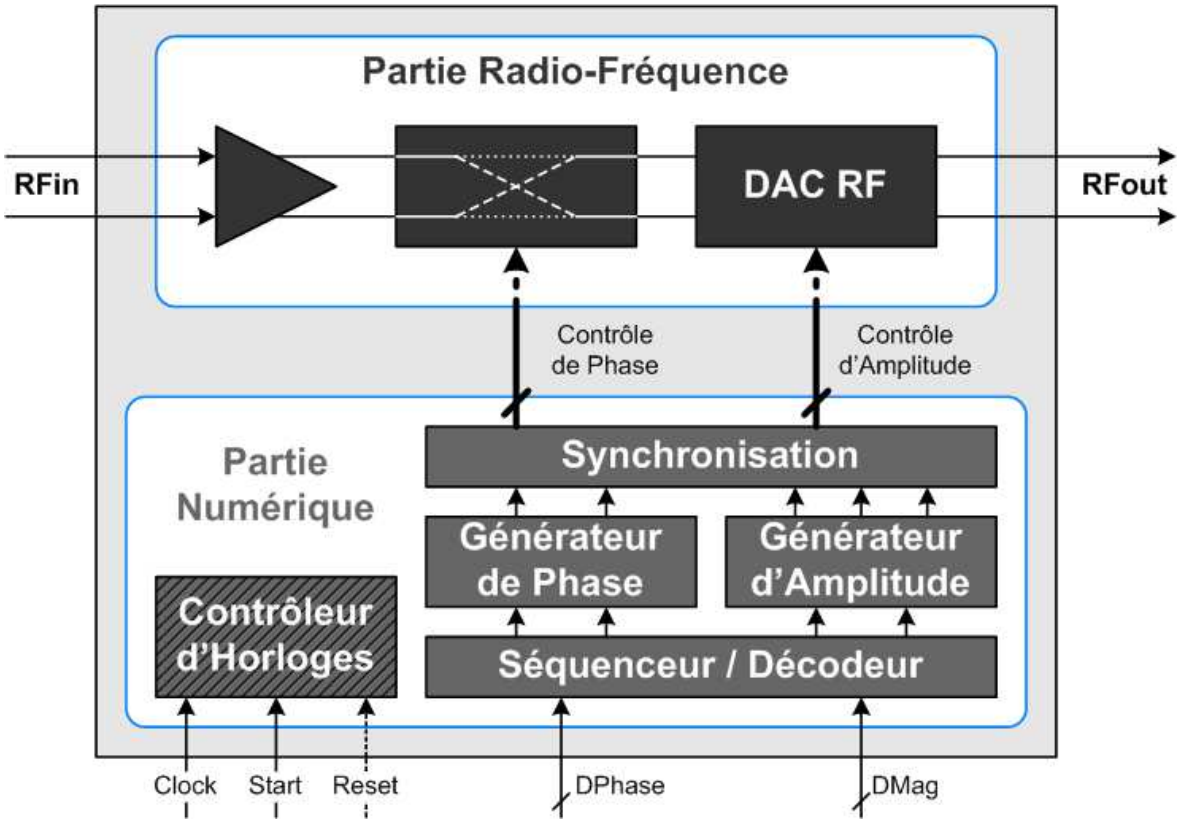


FIG. III.3: Partitionnement du TX-UWB pour l'implémentation

Dans cette implémentation visant à valider le concept de l'architecture fonctionnelle, nous n'intégrons pas de synthèse de fréquence RF afin de diminuer la complexité de la réalisation. Par ailleurs, ce choix permettra lors des mesures l'émulation des différents canaux UWB par le biais d'une synthèse de fréquence externe variable.

III.4.1.1 Fonction de la partie RF

Le rôle de la partie RF est de moduler en amplitude et en phase le signal issu de la synthèse de fréquence RF, tout en l'ammenant à un niveau de puissance suffisament élevé pour que la sortie du DAC RF puisse être directement connectée à une antenne sans l'ajout d'un amplificateur de puissance intermédiaire. Deux contrôles commandent cette partie RF : le premier est un contrôle de phase permettant d'inverser ou non le signal différentiel entrant (modu-

lation BPSK) ; le second est un contrôle d'amplitude permettant d'appliquer l'enveloppe de l'impulsion triangulaire discrétisée au signal issu du modulateur de phase. La structure choisie pour cette chaîne RF est de type différentiel afin d'augmenter l'isolation des modes communs et de faciliter l'implémentation du modulateur BPSK.

III.4.1.2 Fonction de la partie numérique

En fonction des données en entrée du TX-UWB, le rôle de la partie numérique est de calculer les séquences d'informations d'amplitude et de phase (*i.e.* l'information modulante) à propager à la partie RF pour son contrôle. Les données d'amplitude et de phase correspondant à la séquence d'impulsions modulées à transmettre sont mises en série par le séquenceur puis analysées par le décodeur qui calcule les séquences d'amplitude et de phase à transmettre. Ces séquences diffèrent des séquences entrantes à cause du recouvrement temporel nécessaire entre les impulsions afin de tenir le gabarit spectral du standard comme expliqué dans le chapitre précédent. Ces séquences sont ensuite converties en des signaux échantillonnés puis resynchronisées avant de venir contrôler la partie RF. Un contrôleur d'horloges permet la génération et la synchronisation de l'ensemble des horloges nécéssaires au fonctionnement de cette partie numérique.

III.4.2 Interfaces E/S

Les interfaces d'E/S du TX-UWB avec l'environnement extérieur au circuit peuvent être classées en trois catégories : les E/S de type RF, les E/S de données et les E/S de contrôle. Le Tableau III.2 présente l'ensemble de ces E/S avec les spécifications d'interfaces associées, en accord avec le partitionnement introduit Figure III.3.
Nous avons décidé d'adapter la sortie RF différentielle **RFout** sur une charge résistive de 100 Ω en accord avec l'offre disponible concernant les antennes UWB différentielles. Par ailleurs, en ayant une impédance différentielle de 100 Ω, il nous sera possible de mesurer chaque voie indépendemment sur 50 Ω et donc garantir une adaptation directe avec la plupart des instruments de mesure. Concernant l'entrée différentielle **RFin** pour l'interface avec la synthèse de fréquence RF, nous choisissons de l'adapter aussi sur une impédance de 100 Ω différentielle et prévoyons d'utiliser un balun 50 Ω *single-ended* / 100 Ω *differential* pour la connexion avec un générateur de signaux lors des mesures. Pour ce qui est de l'E/S RF **Clock**, nous spécifions un couplage de type *Alternating Current* (AC) afin de faciliter à nouveau l'interface avec un générateur de signaux externe.
Les entrées numériques sont quant à elles basées sur un même standard de type CMOS 1.2 V. Dans le cas présent, une interface différentielle de type *Low-Voltage Differential Signaling* (LVDS) n'est pas requise car l'utilisation de deux bus de 8 bits pour transférer au circuit les informations de la séquence d'impulsions à transmettre permet de réduire la fréquence

Nom	E/S	Type	Description
RFin	Entrée	RF diff.	Interface avec la synthèse de fréquence RF - *RF* 100 Ω *différentielle*
RFout	Sortie	RF diff.	Interface avec le balun / l'antenne - *RF* 100 Ω *différentielle*
DMag	Entrée	Numérique	Information d'amplitude de la séquence d'impulsions - *Bus 8 bits CMOS* 1.2 *V*
DPhase	Entrée	Numérique	Information de phase de la séquence d'impulsions - *Bus 8 bits CMOS* 1.2 *V*
Clock	Entrée	RF	Référence pour la génération des horloges du numérique - 50 Ω / *couplage AC*
Start	Entrée	Numérique	Déclenchement de la transmission d'un burst - *CMOS* 1.2 *V*
Reset	Entrée	Numérique	Initialisation du circuit - *CMOS* 1.2 *V actif sur niveau à l'état bas*

TAB. III.2: Description des E/S du TX-UWB

de ces interfaces **DMag** et **DPhase** de 500 MHz à 62.5 MHz. Concernant les autres entrées, l'entrée **Start** est un signal actif sur front montant permettant de déclencher la transmission d'une séquence et l'entrée **Reset** correspond à l'initialisation du contrôleur d'horloges.

III.5 Conception de la partie Radio-Fréquence (RF)

Comme exposé précédemment, la conception de la partie RF inclut la réalisation de trois blocs élémentaires qui sont le *buffer* d'entrée, le modulateur BPSK et le DAC RF, ce dernier faisant office de modulateur d'amplitude. Nous avons choisi de débuter la conception par le DAC RF car il est l'élément critique de la partie RF du TX-UWB.

III.5.1 Implémentation du DAC RF

III.5.1.1 Spécifications

Les spécifications du DAC RF se déduisent du Tableau II.3 synthétisant le dimensionnement du TX-UWB. Le nombre de bits d'amplitude et la fréquence d'échantillonage de l'impulsion triangulaire discrétisée définissent respectivement la dynamique du DAC et sa fréquence de fonctionnement, soit un DAC 3 bits fonctionnant à 4 GHz.
De plus, comme ce DAC RF joue le rôle de modulateur d'amplitude, la sortie analogique du DAC qui est en fait un signal bande de base doit servir de signal modulant au signal issu

de la synthèse de fréquence RF afin de transposer l'impulsion autour d'une porteuse RF. En se rapportant à la spécification d'interface et à l'amplitude maximale de l'impulsion, le DAC RF doit pouvoir délivrer en sortie un signal ayant une tension crête de 866 mV sur une charge de 100 Ω, ce qui correspond à une puissance crête de 8.75 dBm sur cette même charge de 100 Ω.

III.5.1.2 Définition de la structure

La structure choisie pour l'implémentation de ce DAC RF est basée sur des sources de courant commandées numériquement par les contrôles numériques issus de la partie numérique du TX-UWB. A la différence d'une structure de DAC conventionnelle dans laquelle les courants sont recombinés en sortie des sources de courant, nous utilisons ces sources de courant en association avec des paires de transistors *Negative Metal-Oxide Semiconductor* (NMOS) afin d'obtenir une structure parallèle de paires différentielles dans lesquelles les sources de courant peuvent être activées ou non en fonction du mot numérique **DACRF**, défini sur 3 bits, comme l'illustre la Figure III.4.

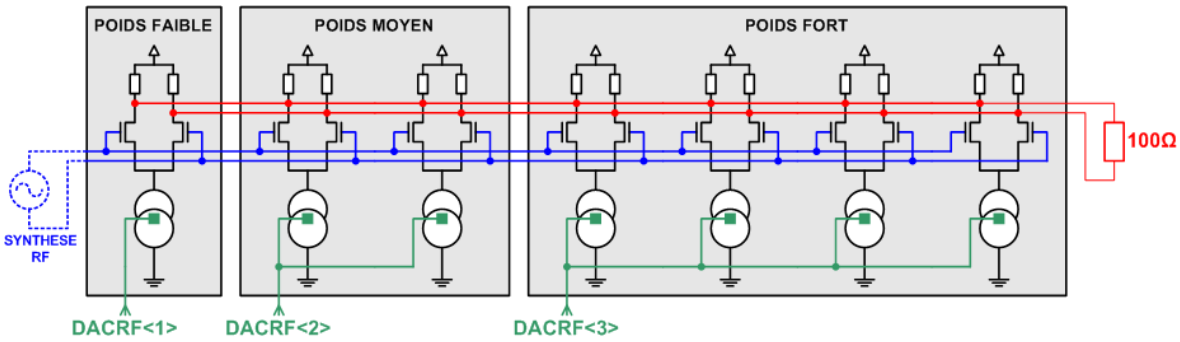


FIG. III.4: Structure du DAC RF

III.5.1.3 Dimensionnement de la cellule élémentaire

La structure électrique de la cellule élémentaire de ce DAC RF est présentée Figure III.5. Cette cellule est composée d'une paire différentielle NMOS [**MOSP/MOSM**] dont le substrat est connecté à la masse et non à la source afin de conserver un potentiel fixe au niveau de ce dernier. Cette structure différentielle est alimentée par une source de courant NMOS [**SWITCH**] commandée numériquement, soit 0 V ou $V_{DD} = 1.2$ V. Les charges [**LOADP**] et [**LOADM**] utilisées sont des charges actives constituées de transistors de type *Positive Metal-Oxide Semiconductor* (PMOS) dont les grilles sont forcées à la masse pour une question de linéarité comme nous allons le voir par la suite.

Concernant les dimensions géométriques des dispositifs, les grilles des transistors utilisés pour l'ensemble des paires différentielles et des sources de courant sont de longueur mi-

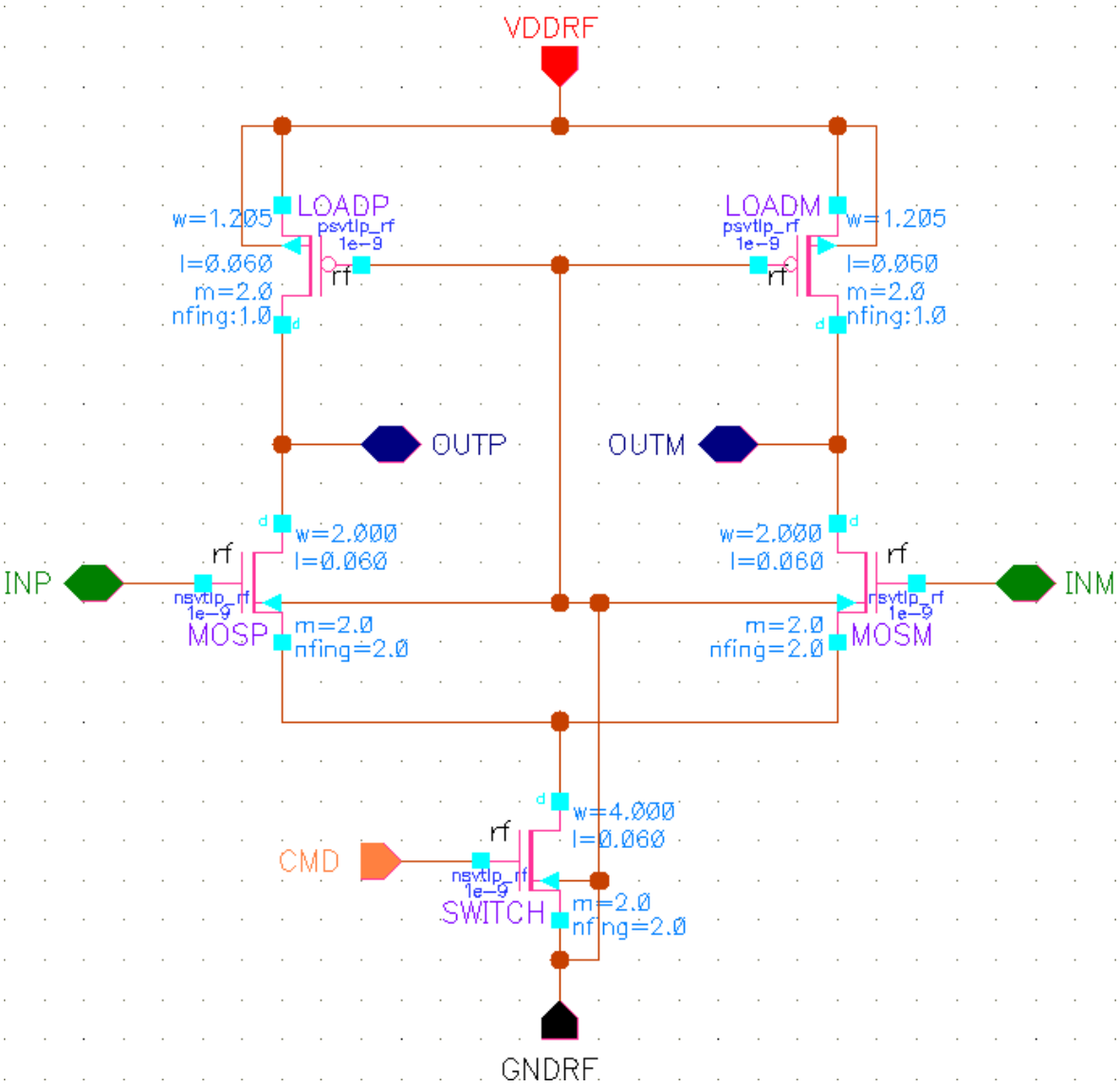


FIG. III.5: Schéma électrique d'une cellule élémentaire du DAC RF

nimale, soit $L_{\text{NMOS}} = 60\,\text{nm}$ en technologie LP, ceci afin de minimiser les temps de commutation en fonction des variations du mot numérique **DACRF** à la fréquence de 4 GHz. La largeur de grille des transistors [**MOSP**] et [**MOSM**] a été dimensionnée de manière à ce que le DAC RF puisse fournir un courant suffisant sous une tension d'alimentation de $V_{\text{DD}} = 1.2\,\text{V}$ afin d'atteindre une puissance de sortie de 8.75 dBm sur une charge adaptée, soit $W_{\text{MOSP/MOSM}} = 2\,\mu\text{m}$. La source de courant [**SWITCH**] a alors une largeur double de celle des transistors de la paire différentielle, soit $W_{\text{SWITCH}} = 4\,\mu\text{m}$. En effet, une largeur plus petite limiterait le courant dans la paire différentielle tandis qu'une largeur trop grande augmenterait sans raison la capacité de grille du transistor [**SWITCH**] ce qui imposerait un accroissement de la taille des *buffers* en sortie de la partie numérique et de ce fait une augmentation de la consommation globale du circuit. Concernant les transistors PMOS des charges actives, la longueur de grille de ces derniers peut également être dimensionnée à

$L_{\text{PMOS}} = 60\,\text{nm}$ car les contraintes en bruit sont faibles et le *matching*[4] des transistors ne pose pas de problème sur cette cellule élémentaire du DAC RF.

Pour ce qui est de la polarisation *Direct Current* (DC) des grilles des transistors de la paire différentielle, ces dernières sont polarisées à 944 mV ; ce potentiel correspond au potentiel d'autopolarisation de la cellule élémentaire comme nous le verrons par la suite. Dans cette configuration, il est possible de cascader cette cellule élémentaire sans se soucier des polarisations DC sur les grilles des transistors de la paire différentielle, exceptées celles du premier et du dernier étages.

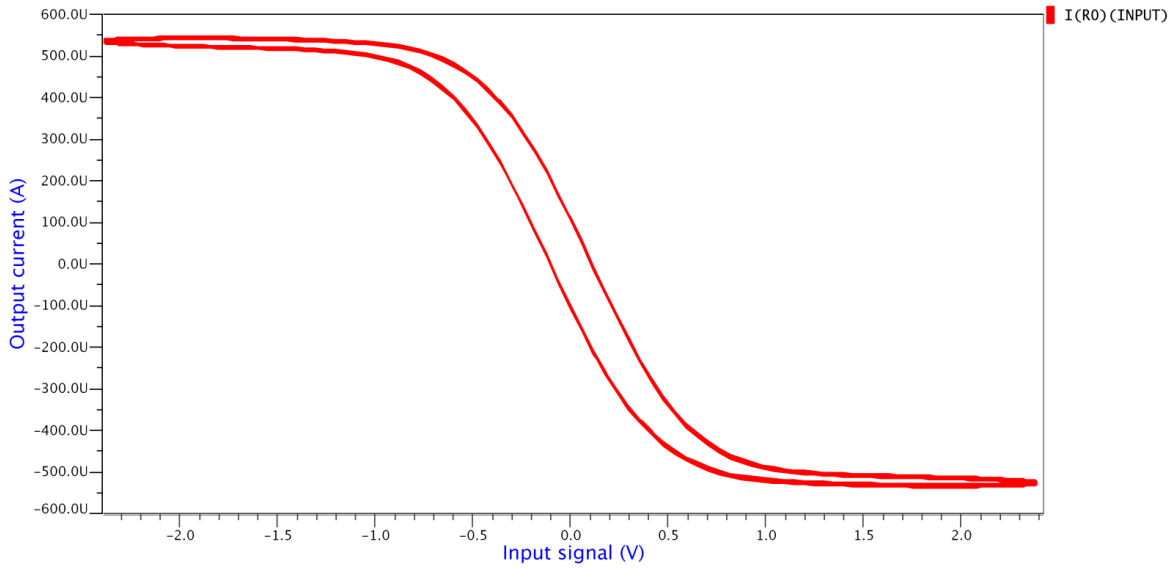


FIG. III.6: Hystérésis du courant instantané de sortie d'une cellule élémentaire sur 1 kΩ en fonction de l'amplitude instantanée d'un signal sinusoïdal à 4 GHz en entrée

Concernant la polarisation des charges actives PMOS, nous avons constaté que la plage de linéarité de cette charge active augmente avec une diminution du potentiel de grille. En effet, plus la tension v_{gs} est faible dans le cas d'un PMOS, plus grande est la plage de linéarité entre i_d et v_{ds}. Dans le cas présent, nous pouvons considérer que la linéarité est conservée jusqu'à une tension crête de 500 mV pour le signal d'entrée comme l'illustre la Figure III.6. Notons que le temps de transition dans cette cellule élémentaire du DAC RF n'est pas négligeable comparé à la fréquence de fonctionnement qui est de 4 GHz ; ceci se traduit par un hystérésis entre la tension d'entrée et le courant de charge.
Cependant, lors des simulations électriques du DAC RF, il s'est avéré qu'avec la manière dont nous avons dimensionné les transistors, l'empilement de la source de courant associée

[4]Le *matching* peut être assimilé à une différence de comportement électrique inhérente au procédé de fabrication entre deux ou plusieurs composants de même nature. Des méthodologies de *layout* permettent de réduire l'impact de cette variation locale de procédé. Pour plus d'information, se référer aux articles de M.J.M Pelgrom *et al.* [83, 84].

à une paire différentielle et une charge active ne nous a pas permis d'obtenir l'excursion requise en tension crête permettant d'obtenir une puissance de 8.75 dBm sur une charge différentielle de 100 Ω. Afin de remédier à ce problème, il eût été possible d'augmenter la taille des transistors, entre autres celui de la source de courant, ceci dans l'optique de diminuer la tension drain-source de ce dernier donc de permettre une excursion plus grande en tension. Mais cette solution a l'inconvénient d'augmenter la capacité de grille du NMOS et les capacités parasites réduisant ainsi la vitesse de commutation de cette source de courant. Partant de ce constat, nous avons privilégié la fréquence de fonctionnement et donc la fonctionnalité au détriment de la puissance de sortie dans le cas de ce circuit car rappelons que l'objectif premier est la validation par la mesure de l'architecture dimensionnée précédemment.

III.5.1.4 *Layout* de la cellule élémentaire

Une attention particulière a été apportée à la réalisation du *layout* de la cellule élémentaire car cette dernière est la brique de base du DAC RF. La Figure III.7 décrit le *floorplan*[5] que nous avons choisi pour cette cellule élémentaire. Nous retrouvons les trois éléments constituant cette cellule élémentaire qui sont la source de courant commandée numériquement, l'étage d'amplification différentiel ainsi que la charge active PMOS.

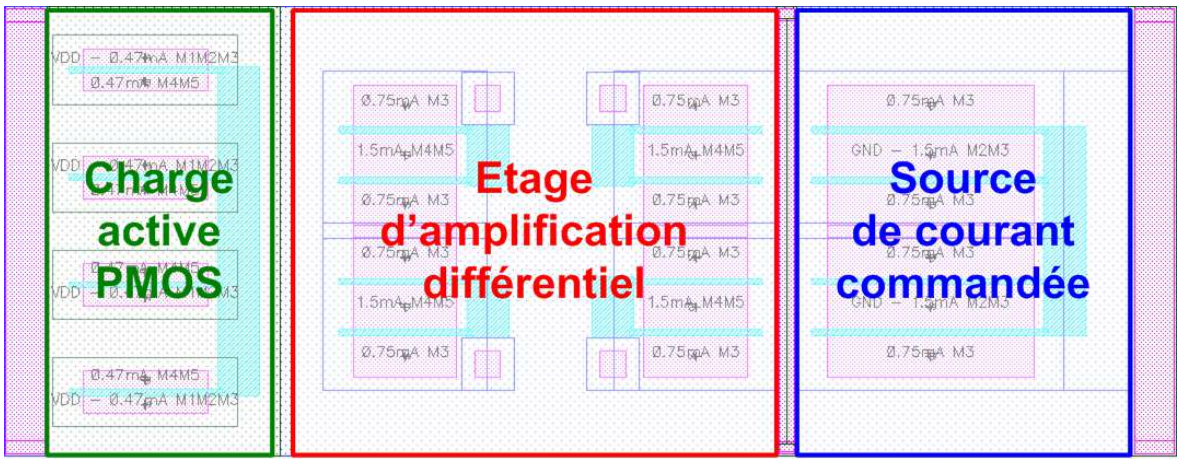


FIG. III.7: *Floorplan* de la cellule élémentaire du DAC RF

Afin de garantir un *matching* suffisant entre les transistors NMOS de l'étage différentiel, nous utilisons quatre transistors fonctionnant par paire et disposons ces derniers en croisillon afin d'équilibrer les effets des gradients tel que celui de la température. Les transistors de la source de courant et de la charge active sont mis en parallèle afin d'optimiser le facteur de forme du *layout* de la cellule élémentaire ; ceux de la charge active sont aussi entrelacés pour les mêmes raisons que précédemment. Ajouté à ce *floorplan*, nous avons pris le soin

[5]Nous dénommons par *floorplan* le positionnement avant routage des composants les uns par rapport aux autres, ceci en accord avec les règles du DRC, les contraintes de *matching* et le facteur de forme désiré.

de simuler les courants maximums dans chacune des branches de la cellule présentée Figure III.5 dans le but de spécifier la largeur minimale des métallisations à utiliser au regard des règles d'électromigration du DRC. Ces courants associés aux niveaux de métallisation sont annotés sur le *floorplan*.

L'ensemble de ces travaux préliminaires nous a permis d'être plus efficace durant la phase de routage. Pour illustration, le routage des différents niveaux de métallisation ainsi que le *layout* global de cette cellule élémentaire du DAC RF sont présentés Figure III.8.

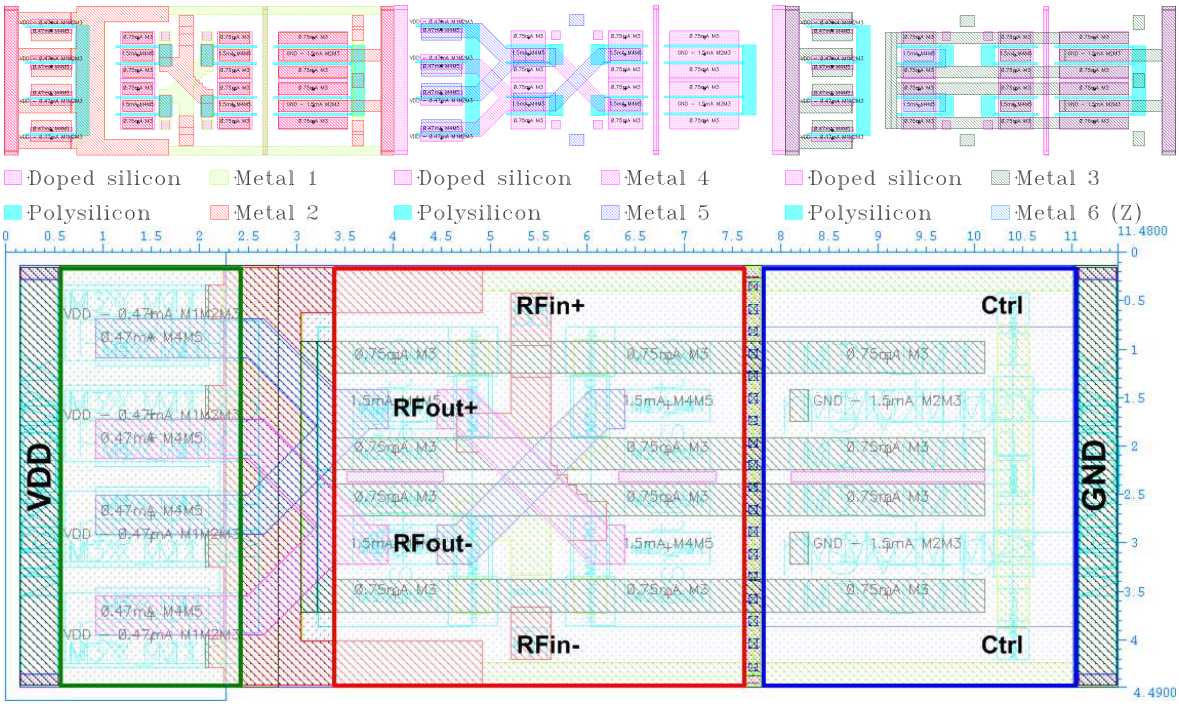


FIG. III.8: Routage des niveaux de métallisation et *layout* global de la cellule élémentaire

Au final, nous obtenons une cellule élémentaire compacte présentant une taille de $11.48 \times 4.49\,\mu m^2$ et ayant ses signaux de sortie directement au niveau du métal épais M6Z. Ceci facilitera par la suite l'assemblage global du DAC RF au niveau *layout*, assemblage qui sera effectué avec l'ensemble des éléments de la partie RF.

III.5.2 Implémentation de l'ensemble de la partie RF

En parallèle au DAC RF, l'implémentation de la partie RF fait aussi référence au modulateur de phase et au *buffer* d'entrée comme nous l'avons spécifié précédemment. Afin de capitaliser la conception de la cellule élémentaire du DAC RF – que nous dénommerons « **I0** » dans la suite –, nous avons choisi d'utiliser cette dernière comme bloc de base à l'implémentation de ce modulateur de phase et de ce *buffer*.

III.5.2.1 Modulateur de phase et *buffer* d'entrée

Pour mémoire, le modulateur de phase a pour rôle d'inverser ou non la polarité du signal entre son entrée et sa sortie afin d'appliquer au signal issu du *buffer* la modulation BPSK. Une manière simple d'effectuer cette opération est d'utiliser deux cellules « **I0** » en parallèle dont les sorties sont inversées au niveau de la polarité du signal comme l'illustre la Figure III.9. Sachant que cette cellule « **I0** » peut être activée ou non, il suffit d'appliquer sur l'une des cellules le signal de commande **BPSK** et sur l'autre cellule son complémentaire **BPSK_BAR**. Cette implémentation nous permet aussi de désactiver ces deux cellules « **I0** » simultanément afin d'augmenter l'isolation globale entrée-sortie de la partie RF lorsqu'aucun signal n'est transmis.

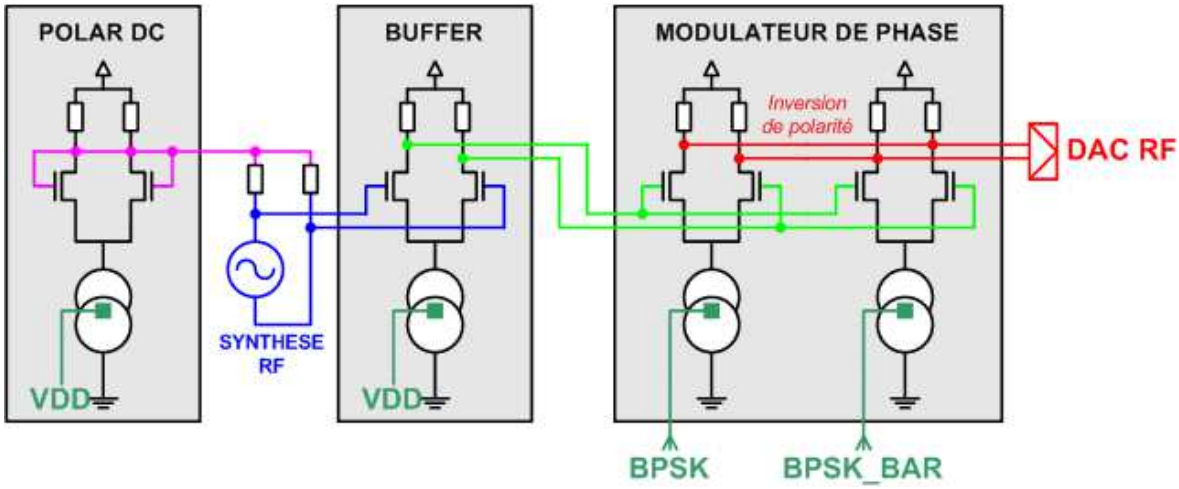


FIG. III.9: Structure cascadée du *buffer* et du modulateur de phase

Le *buffer* permettra quant à lui de diminuer la puissance requise pour le signal d'entrée de cette partie RF et par la même occasion la puissance de ce dernier sur le PCB de test ce qui aura comme conséquence la diminution de la puissance des signaux parasites par rapport à la puissance du signal utile. A l'image du modulateur de phase, nous réutilisons la cellule « **I0** » pour créer cette fonction d'amplification comme le montre la Figure III.9.

Etant donné que ce buffer est placé en premier dans la chaîne d'amplification RF, il doit être associé à un bloc de polarisation permettant de fournir la référence de tension pour la polarisation DC de l'ensemble des grilles des transistors des paires différentielles de la partie RF. Cette référence de tension est issue de l'autopolarisation d'une cellule « **I0** », obtenue par rebouclage du mode commun de la sortie différentielle sur l'entrée différentielle comme l'illustre l'étage « POLAR DC » de la Figure III.9. Cette technique confère à la cellule la caractéristique de présenter le même DC sur les grilles et drains des transistors de sa paire différentielle. Deux résistances de 3.45 kΩ sont ensuite utilisées pour appliquer cette référence aux deux grilles de la paire différentielle NMOS du *buffer*.

III.5.2.2 Structure globale de la partie RF

L'association du DAC RF, du modulateur de phase, du *buffer* et du bloc de polarisation DC permet de définir la structure globale de la partie RF, structure qui peut être présentée sous forme d'un arbre comme l'illustre la Figure III.10.

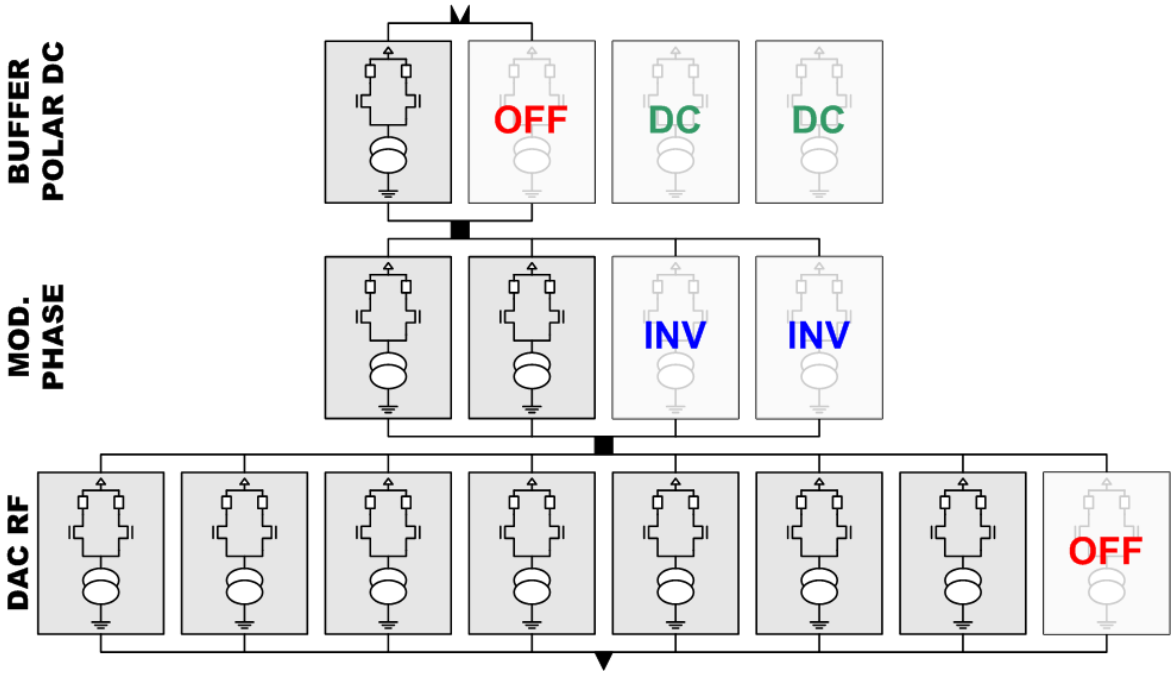


FIG. III.10: Structure globale de la partie RF

En accord avec l'implémentation définie précédemment, cet arbre est basé sur la cellule élémentaire « **I0** » du DAC RF. Cependant, afin d'obtenir le même comportement entre les différents étages – soit entre le buffer, le modulateur de phase et le DAC RF –, il est nécessaire d'ajouter des cellules « **I0** » pour équilibrer les courants et les charges mis en jeu tout en conservant la fonctionnalité. Dans la configuration présentée Figure III.10, chaque cellule active de l'étage N pilote 4 entrées de cellule de l'étage $N+1$ et une sortie de cellule inactive de l'étage N. Ainsi, les temps de commutation des différentes cellules « **I0** » sont identiques quelque soit la configuration choisie pour la transmission d'un signal. Notons que les charges en entrée du *buffer* et en sortie du DAC RF ne sont pas prises en compte dans cette méthodologie d'assemblage mais à un niveau supérieur. Par ailleurs, nous utilisons deux cellules « **I0** » pour le bloc de polarisation DC pour des questions de symétrie de *layout*.

En résumé, la partie RF est composée de 16 cellules élémentaires « **I0** » dont deux sont connectées entrée-sortie afin de générer la référence de tension pour la polarisation DC, deux sont connectées avec une polarité inversée en sortie pour le modulateur de phase et deux sont inactives et jouent le rôle de charges résistives et capacitives.
En terme de consommation, pour un fonctionnement du DAC RF en pleine échelle, l'ensemble de la chaîne RF consomme en moyenne 14.4 mA sous une tension d'alimentation de

1.2 V dans un cas typique. Ceci correspond à une consommation moyenne de 1.2 mA sous 1.2 V pour chaque cellule élémentaire active dans cette partie RF.

III.5.2.3 *Layout* global de la partie RF

La méthodologie de conception mise en œuvre dans la partie RF, basée sur la duplication d'une cellule élémentaire « **I0** », permet d'obtenir une grande densité d'intégration pour l'ensemble de la chaîne RF. Comme précédemment, le *floorplan* a été étudié de manière à optimiser le *matching* entre les différentes cellules élémentaires, particulièrement celles constituant le DAC RF. En tenant compte de la protection *N-iso* ajoutée autour de cette partie RF afin de l'isoler du reste du circuit et, entre autres, du bruit numérique se retrouvant dans le substrat, cet assemblage présente une taille de $40.81 \times 28.67\,\mu m^2$ comme l'illustre la Figure III.11, ce qui correspond à une surface globale de $1170\,\mu m^2$. Par la suite, une *Post-Layout Simulation* (PLS) a été réalisée afin d'analyser l'impact du *layout* sur les performances de l'ensemble de cette partie RF.

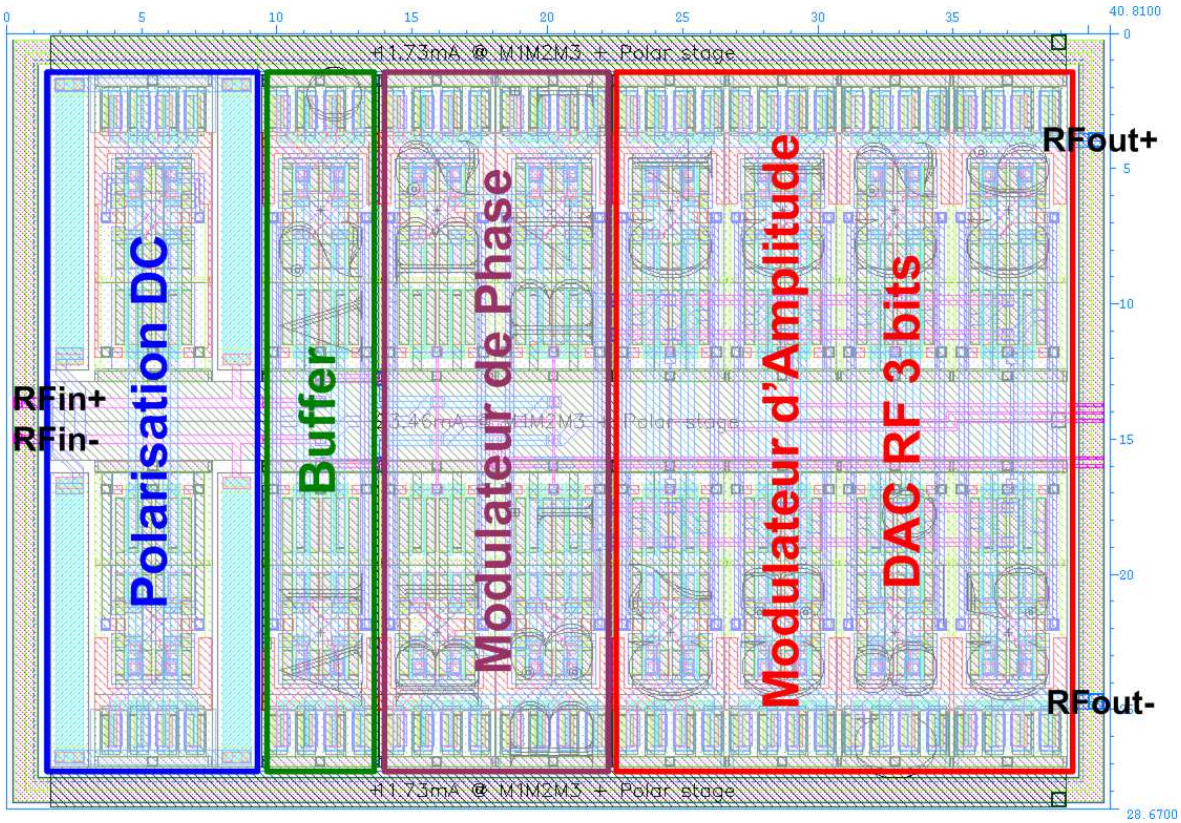


FIG. III.11: *Layout* global de la partie RF

Pour information, les commandes numériques permettant de contrôler les cellules élémentaires sont ammenées par un bus numérique au centre de ce bloc RF et réparties ensuite à partir d'un point milieu, ceci afin de limiter les désynchronisations éventuelles entre signaux.

III.6 Conception de la partie numérique

Comme nous l'avons vu précédemment dans le partitionnement de l'architecture de ce TX-UWB, la partie numérique a pour rôle de générer les contrôles d'amplitude et de phase dédiés à la partie RF en fonction des données ternaires portant l'information à transmettre. Notons que le but de cette section est d'attirer le lecteur sur l'architecture de cette partie numérique avec un accent sur les points critiques de sa conception et non de décrire en détail la conception de cette architecture.

III.6.1 Présentation de l'architecture

A l'image de la partie RF, nous pouvons définir plusieurs blocs dans cette partie numérique afin de refléter les différentes fonctions remplies par cette dernière comme l'illustre en détail la Figure III.12.

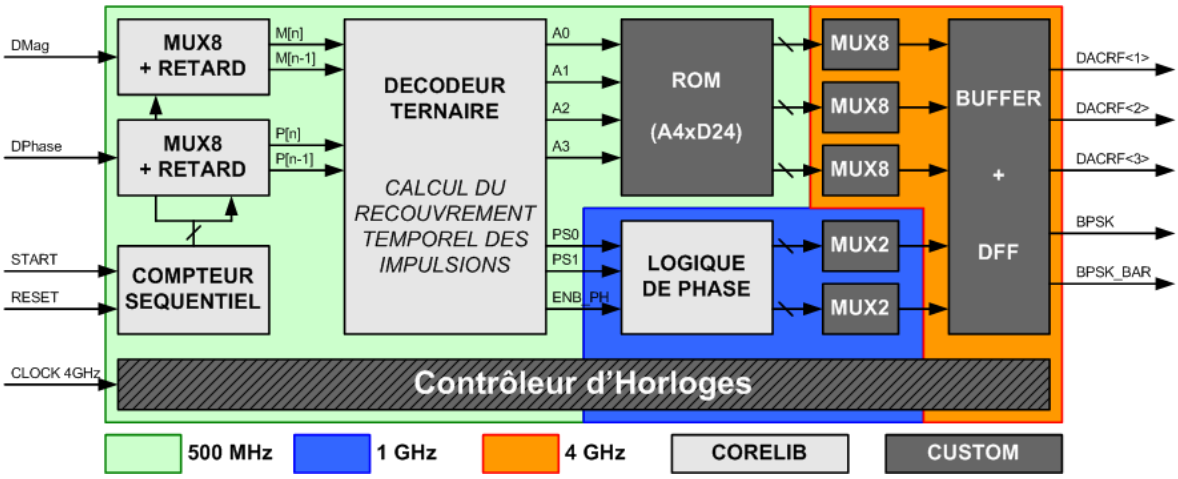


FIG. III.12: Architecture globale de la partie numérique

L'ensemble des blocs fonctionnant à des fréquences d'horloges différentes, allant de 500 MHz à 4 GHz, l'implémentation d'un contrôleur d'horloges est nécessaire afin de générer et synchroniser les horloges de 500 MHz et 1 GHz à partir de la référence commune à 4 GHz. Par ailleurs, deux méthodologies de conception ont été utilisées en fonction des contraintes mises sur chacun des blocs : la première est basée sur l'utilisation des cellules d'une librairie standard (*Corelib*) tandis que la seconde nécessite une conception optimisée (*Custom*) de chacune des cellules numériques utilisées dans ces blocs comme nous l'expliquerons plus en détail par la suite.

III.6.2 Description fonctionnelle

La première opération effectuée par la partie numérique consiste, sur un front montant du signal **START**, à lire les données sur les bus d'entrées 8 bits **DMag** et **DPhase**. Ces données

correspondent respectivement à l'amplitude et à la phase du *burst* ternaire à transmettre. Un décodeur ternaire calcule ensuite les différents types de profil de signal à générer durant chaque période *chip* de 2 ns. Dans le cas d'une impulsion symétrique de 4 ns modulée de façon ternaire **{+1, 0, -1}**, il existe seulement 8 combinaisons à amplitude non nulle correspondant à l'ensemble des recouvrements possibles pour deux impulsions successives comme l'illustre la Figure III.13. Sur cette dernière, l'information de modulation des deux impulsions à transmettre est codée par le doublet **[X(N) X(N+1)]** ; le signal résultant du recouvrement est la somme des amplitudes signées des deux impulsions pendant la durée *chip* correspondante. Afin de faciliter l'implémentation, ces 8 profils d'amplitude signée peuvent se décomposer en 4 profils d'amplitude non signée auxquels s'ajoute l'information de phase. Notons que l'ensemble de ces opérations de décodage s'effectue à une fréquence correspondant à la PRF instantanée maximale de la modulation ternaire, soit 500 MHz.

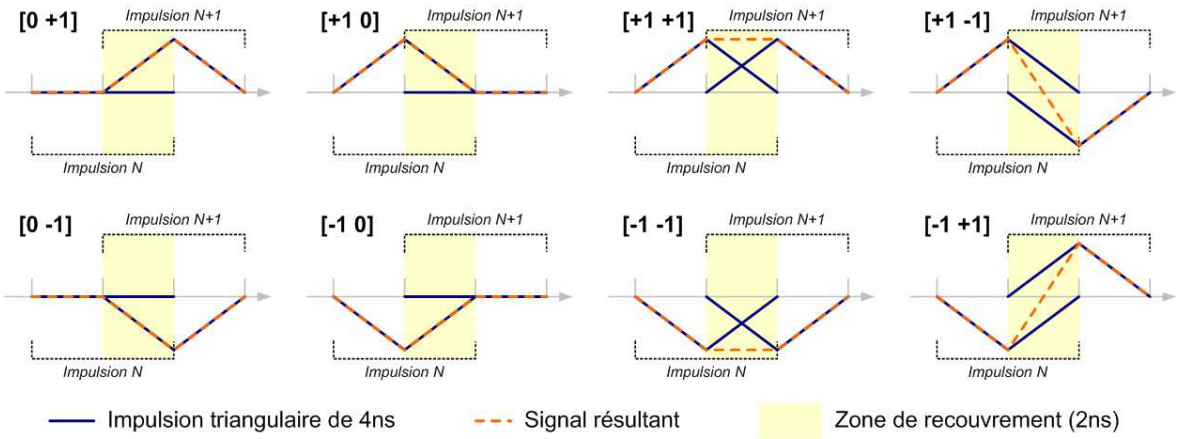


FIG. III.13: Ensemble des possibilités de recouvrement pour deux impulsions triangulaires successives modulées en ternaire

Dans un second temps, les profils d'amplitude non signée et non nulle sont stockés dans une *Read-Only Memory* (ROM) et adressés directement par le décodeur ternaire à travers les adresses **A[0-3]**. Trois bus de 8 bits sont issus de cette ROM ; ils correspondent aux poids faible, moyen et fort du DAC RF pour les 8 coups d'horloge de 4 GHz formant un *chip* de 2 ns. Nous avons choisi d'utiliser une ROM pour stocker les profils d'amplitude afin de bénéficier d'une certaine reconfigurabilité au niveau de cette architecture numérique. En effet, nous pouvons envisager par la suite une implémentation dans laquelle le profil de l'amplitude peut être modifié dynamiquement afin de s'adapter au canal adressé : soit un signal de 500 MHz ou plus de largeur de bande avec l'architecture actuelle. Concernant la polarité du signal à émettre, cette dernière est directement obtenue par un bloc logique fonctionnant à 1 GHz et prenant en entrée les signaux de phase **PS0**, **PS1** et **ENB_PH** issus aussi du décodeur ternaire.

La dernière opération effectuée par cette partie numérique consiste à mettre en série les données des bus de 8 bits en sortie de ROM et à synchroniser ces dernières avec l'information de

polarité avant d'aller contrôler la partie RF. Notons que des *buffers* numériques ont été inclus en sortie de cette partie, après les bascules *D Flip-Flop* (DFF), afin de pouvoir directement interfacer les parties numérique et RF au niveau de l'assemblage final du TX-UWB.

III.6.3 Simulation fonctionnelle

La Figure III.14 illustre les propos décrits précédemment. Sur cette dernière est simulé une initialisation par activation du signal **RESET** à 2 ns et une génération d'un *burst* modulé ternaire [-1 0 +1 +1 0 -1 +1 0], déclenché par front montant du signal **START** à 24 ns. L'initialisation du numérique est nécessaire afin de mettre à zéro le compteur avant la génération du premier *burst*. Par ailleurs, cette Figure III.14 nous affiche en parallèle des signaux de contrôle le courant traversant une charge de 100 Ω en sortie de la partie RF ; la forme d'onde obtenue pour ce courant correspond en tout point à la séquence ternaire en entrée du numérique, séquence rappelée par l'intermédiaire des signaux numériques **DMag_serial** et **DPhase_serial** sur ce chronogramme.

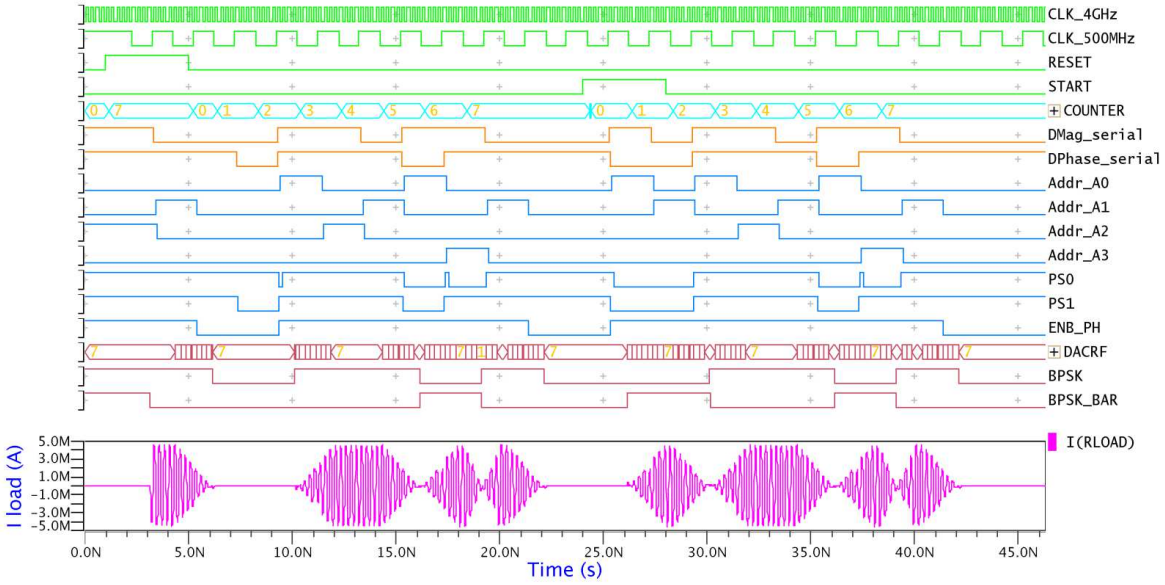


FIG. III.14: Chronogramme fonctionnel de la partie numérique

En terme de consommation de la partie numérique, nous avons obtenu en simulation une consommation moyenne de 1.07 mA sous une tension d'alimentation de 1.2 V dans un cas typique. Nous avons aussi observé des pics de consommation de l'ordre de 4 mA ; ces pics pourrait engendrer des perturbations au niveau de l'alimentation si un bloc de régulation de type *Low Drop-Out* (LDO) n'est pas utilisé pour alimenter ce numérique.

III.6.4 Conception *Custom versus Corelib*

Comme souligné précédemment, la méthodologie de conception mise en œuvre est différente suivant la fréquence de fonctionnement du bloc à implémenter. Dans les cas où la fréquence de fonctionnement du bloc devient critique vis-à-vis de la technologie utilisée – soit approximativement au-delà de 1 GHz en CMOS 65 nm LP-SVT –, les retards ajoutés par les cellules numériques d'une librairie standard de type *Corelib* deviennent trop importants par rapport à la fréquence de fonctionnement du bloc. Ceci est majoritairement du à l'utilisation exclusive du polysicicium et du premier niveau de métallisation M1 pour effectuer les connexions intra-cellulaires. Cette méthodologie a l'avantage de réserver l'ensemble des autres niveaux de métallisation aux connexions inter-cellulaires et donc de maximiser la densité d'intégration des circuits numériques utilisant ces *Corelibs*.
Dans notre architecture numérique, il a été nécessaire de revoir la conception et le *layout* des cellules numériques utilisées dans les blocs fonctionnant à 4 GHz, ceci afin de réduire les temps de propagation des signaux dans les cellules au détriment de l'utilisation de un voir deux niveaux de métallisation supplémentaires pour les connexions intra-cellulaires comme l'illustre la Figure III.15.

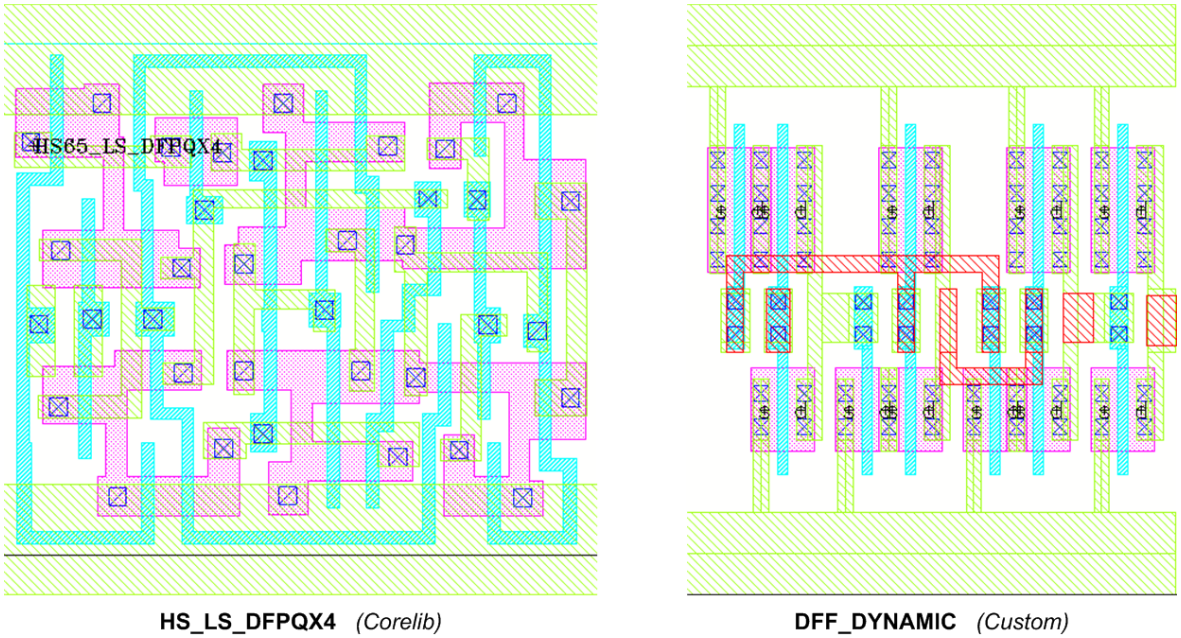


FIG. III.15: Comparaison de deux *layouts* de bascule en librairies *Corelib* et *Custom*

La synchronisation des contrôles d'enveloppe et de phase en sortie de la partie numérique est effectuée par l'intermédiaire de DFFs dynamiques en structure CMOS. Il est pertinent de noter qu'une conception optimisée nous a permis d'atteindre une fréquence maximale de fonctionnement de 4 GHz pour ces dernières.

III.7 Spécificités générales du circuit

Les parties numérique et RF ayant été implémentées, il nous reste à assembler ces parties avec la couronne de plots afin de pouvoir interfacer le cœur du circuit avec l'environnement extérieur et effectuer les dernières opérations avant l'envoi du circuit en fabrication comme la génération des *dummies*[6] et le DRC final. Notons que l'assemblage final du circuit – dit assemblage au niveau « *top* » – ne nous a pas posé de problème car les connexions entre les parties RF et numérique étaient limitées aux trois contrôles du DAC RF et aux deux contrôles de polarité. De plus, des *buffers* avaient préalablement été intégrés dans la partie numérique afin de faciliter cet assemblage et éviter l'ajout de blocs au niveau « *top* ».

Stratégie des alimentations En ce qui concerne la stratégie mise en œuvre pour les alimentations, nous avons séparé les **VDD** et **GND** des parties numérique et RF afin de les isoler et de pouvoir mesurer la consommation de chacune de ces parties indépendamment. Pour ce qui est de la couronne de plots qui inclut des *buffers* au niveau de chacune des entrées numériques et un *buffer* RF pour le signal d'horloge à 4 GHz, son alimentation a aussi été séparée afin de ne pas biaiser la mesure de la consommation des autres blocs.

***Layout* au niveau « *top* »** Le *layout* global du circuit est présenté Figure III.16. En incluant les deux capacités de découplage proches des parties RF et numérique, le cœur du circuit présente une taille de $86 \times 68\,\mu\text{m}^2$ pour une surface de $5848\,\mu\text{m}^2$; ceci correspond à 0.3 % de la surface global du circuit ($1.4 \times 1.4\,\text{mm}^2$). En effet, le fait d'avoir choisi un montage de type *Chip-on-Board* pour la mesure du circuit, il n'a pas techniquement été possible de réduire la dimension des plots et l'espacement entre ces derniers au niveau des angles. Ajouté à l'ensemble des signaux d'E/S définis au préalable, la couronne de plots comporte au total 35 E/S dont 18 E/S numérique et 5 E/S RF.

Simulation *post-layout* Bien que la conception ait été faite de manière conjointe avec la réalisation du *layout* et dans des cas défavorables de procédé et de température pour les simulations, il est nécessaire de vérifier la fonctionnalité du circuit au niveau « *top* ». Pour ce faire, nous avons effectué une extraction des parasites résistifs et capacitifs sur le cœur du circuit et sur les plots et effectué une PLS afin de s'assurer que le circuit opère bien la fonctionnalité implémentée, ceci dans les mêmes conditions de *stimulii* que nous pourrions appliquer sur un banc de mesure. Notons que cette simulation « *top* » au niveau transistor permet de vérifier la connectivité et la polarité des signaux mais aussi, dans le cas présent, de vérifier les performances du fait de la faible complexité du circuit implémenté.

[6] L'étape de génération des *dummies* consiste à uniformiser en densité sur l'ensemble du circuit chaque niveau de métallisation et polysilicium afin d'éviter la formation de « marches d'escaliers » qui dégradent la fiabilité du procédé de fabrication.

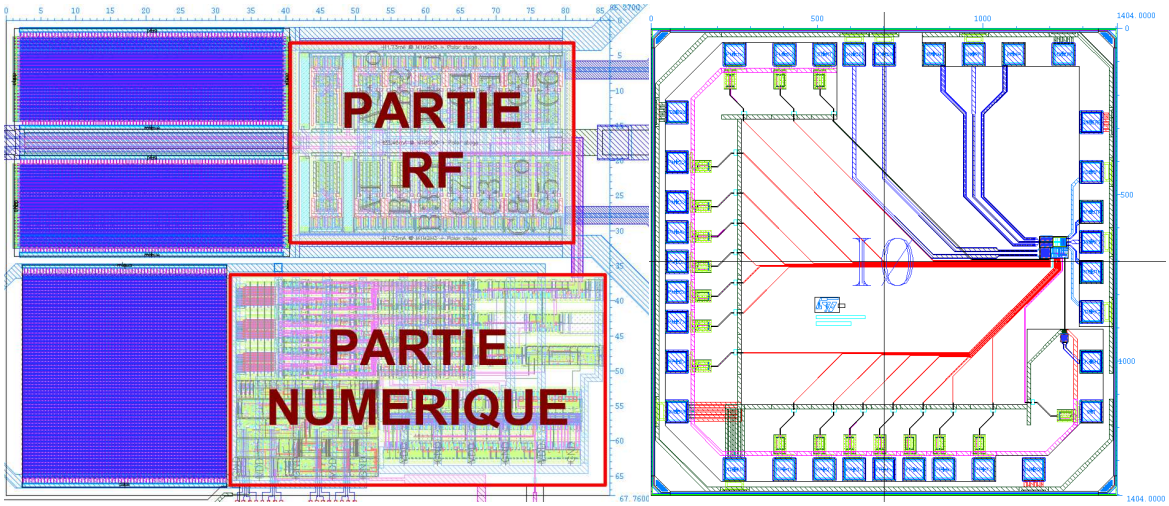


FIG. III.16: *Layouts* du cœur et de l'ensemble du circuit

III.8 Caractérisation du circuit

La conception ayant été effectuée, la dernière étape consiste à caractériser le circuit implémenté dans le but de confronter la mesure et la simulation et valider ainsi l'ensemble de la démarche présentée dans ce manuscrit de thèse. Notons que l'accent est mis sur la démonstration de la fonctionnalité du circuit et non sur l'évaluation précise des performances des parties RF et numérique de ce dernier. Mais avant de pouvoir effectuer des mesures, la réalisation d'un PCB dédié au circuit implémenté est nécessaire.

III.8.1 Réalisation du PCB

III.8.1.1 Diagramme des *bondings*

La méthodologie mise en œuvre dans la conception du PCB est orientée vers l'optimisation des accès RF du TX-UWB. Pour ce faire, nous nous sommes dirigés vers une solution de type *Chip-on-Board*. Cette technique permet de s'affranchir de l'utilisation d'un boîtier et diminue donc la complexité de l'interface entre le circuit et le PCB. Au niveau de sa géométrie, plusieurs règles de dessin doivent être respectées afin de pouvoir réaliser mécaniquement les *bondings*[7] ; ces règles sont le corollaire de celles mises en œuvre dans la réalisation de la couronne de plots lors de la phase de *layout*.
En terme de comportement électrique, la contribution d'un *bonding* peut se modéliser par une inductance en série avec une résistance, associées à deux capacités parasites par rapport à la masse situées aux niveaux du plot du PCB et du plot du circuit. Issue de mesures empiriques, un *bonding* de 1 mm est estimé apporter une contribution inductive de l'ordre de 1 nH.

[7]Le terme *bonding* désigne la connection effectuée grâce à un mince fil métallique entre une E/S de la puce et un plot du PCB.

III.8.1.2 Dimensionnement des accès RF

Les quatre lignes formant les accès différentiels **RFin** et **RFout** ont été dimensionnées de manière à présenter une impédance caractéristique de 50 Ω ; les dimensions géométriques correspondantes ont été obtenues par simulation sous MOMENTUM (Agilent). Cependant, une transition subsiste entre une ligne 50 Ω et l'accès au plot du *bonding* correspondant ce qui a pour conséquence la création d'un changement d'impédance et l'apport d'une contribution parasite supplémentaire. En effet, nous avons mis en évidence par la simulation que cette transition a un comportement inductif proche de 0.35 nH qui s'additionne à celui du *bonding*. Par ailleurs, des capacités RF de liaison de 8.2 pF ont été ajoutées sur chacun des accès RF afin de ne pas perturber le point de polarisation sur ces accès et permettre une connexion directe avec un générateur ou un analyseur.

III.8.1.3 *Layout* du PCB

Concernant le routage du PCB, nous avons commencé par placer les accès RF différentiels de l'entrée et de la sortie afin de maximiser la symétrie du *layout* sur ces dernières. Ensuite, nous avons positionné la **Clock** du numérique puis nous avons routé les deux bus numériques en essayant de limiter au maximum la perturbation des accès RF. Pour ce qui est des alimentations, nous les avons amenées par la face arrière du PCB par commodité. La Figure III.17 nous montre le *layout* du PCB et le diagramme des *bondings* associé.

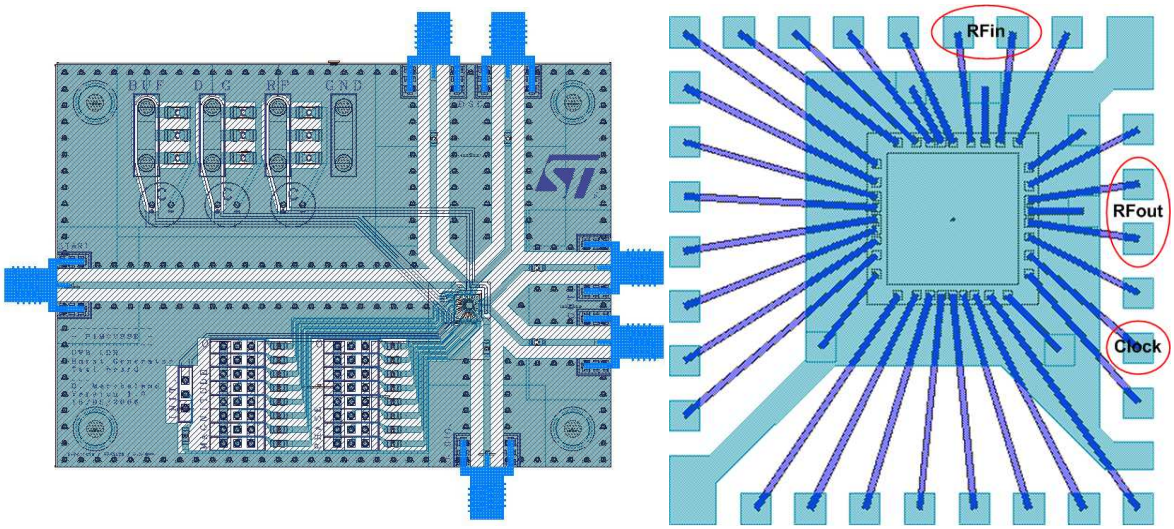


FIG. III.17: *Layout* du PCB de test et diagramme des *bondings*

Par ailleurs, des capacités de découplage ont été ajoutées sur chaque alimentation afin de réduire la puissance de bruit sur ces dernières. Pour ce faire, nous avons utilisé trois capacités de valeurs 100 pF, 100 nF et 1 μF car ces dernières ne résonnent pas à la même fréquence et il n'est dès lors pas possible de filtrer les hautes fréquences avec une capacité trop importante. En effet, plus une capacité est grosse, plus elle résonne bas en fréquence.

III.8.1.4 Création du PCB

La Figure III.18 illustre le résultat de la fabrication de ce PCB avec un zoom sur la zone de collage et les *bondings* associés. Le substrat utilisé est une céramique RF de type RO4350 de chez ROGERS offrant une constante diélectrique de 3.48 jusqu'à une fréquence de 10 GHz.

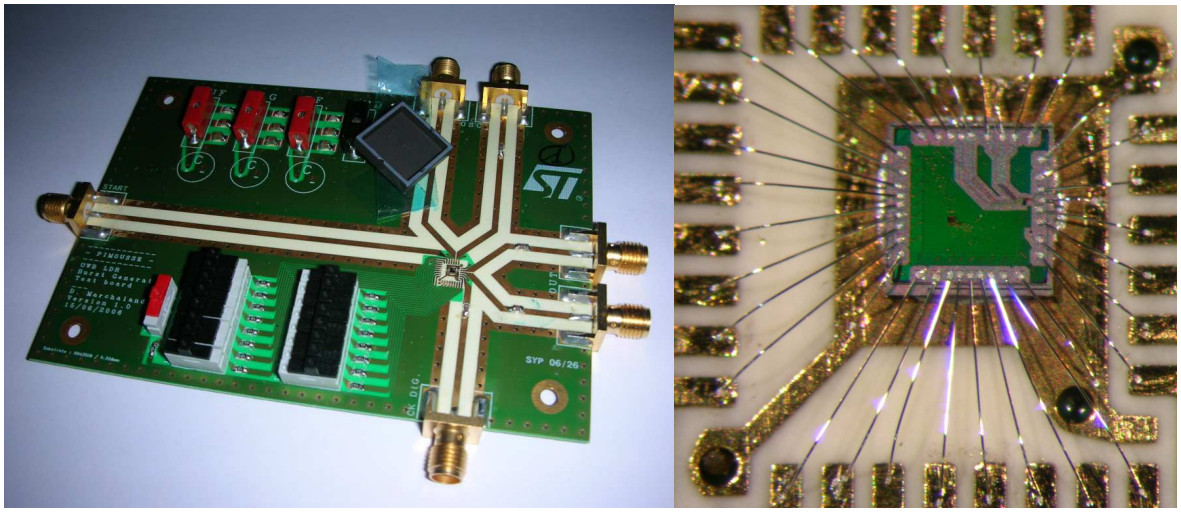


FIG. III.18: Photographies du PCB et de la puce montée sur ce dernier

Notons que la première solution mise en œuvre pour le test du circuit TX-UWB est basée sur un contrôle statique des bus **DMag** et **DPhase** à travers de simples interrupteurs. Cependant, l'espacement spécifié entre chaque interrupteur permettra par la suite de substituer ces derniers par un connecteur dans le but d'interfacer le circuit dans une plate-forme de validation système développée autour d'un *Field Programmable Gate Array* (FPGA).

III.8.2 Mesures fonctionnelles

III.8.2.1 Mesure de la consommation

Après la mise sous tension du circuit, les premières mesures que nous avons effectuées sont les évaluations des consommations des parties RF et numérique dans un environnement de test équivalent à celui que nous avons utilisé en simulation, excepté pour la température que nous n'avons pas pris en compte. Nous avons mesuré une consommation globale de 18 mA pour l'ensemble du circuit sous une tension d'alimentation de 1.2 V dont 15 mA (14.4 mA en simulation) pour la partie RF et 1 mA pour la partie numérique, le reste étant consommé par les *buffers* d'E/S. Pour une différence inférieure à 10 % entre la simulation et la mesure, nous pouvons considérer que ces mesures de consommation sont en accord avec la simulation électrique ce qui valide la viabilité du circuit et la maturité des modèles de la plate-forme CMOS 65 nm.

III.8.2.2 Mesures temporelles

Nous nous sommes ensuite basés sur des mesures temporelles pour valider le fonctionnement du circuit à travers l'observation des formes d'onde générées suivant les contrôles appliqués. La caractérisation temporelle de ce type de circuit se fait par l'intermédiaire d'un oscilloscope ayant une bande passante supérieure à la fréquence de la porteuse RF afin de pouvoir caractériser l'ensemble du signal généré (amplitude et phase) et non simplement l'enveloppe de ce dernier. Dans le cas présent, nous avons utilisé un oscilloscope LECROY WaveMaster 8500A de 5 GHz de bande passante couplé à deux baluns UWB large bande TDK HHM1583B1 permettant ainsi d'injecter et de mesurer des signaux différentiels.

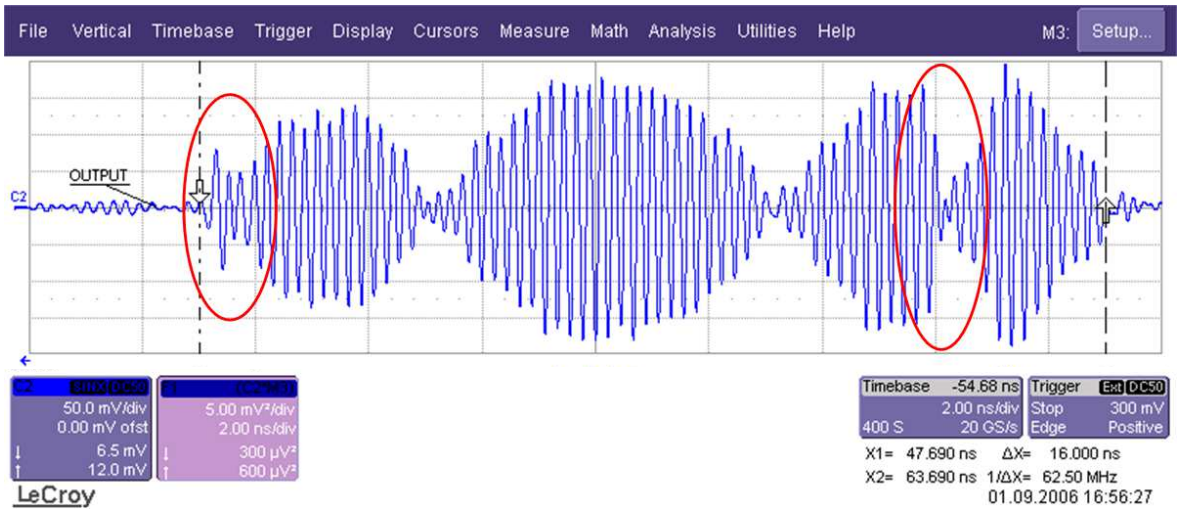


FIG. III.19: Mesure à l'oscilloscope d'un *burst* codé [-1 0 +1 +1 0 -1 +1 0] – $F_{DIG} = 4$ GHz

Les premières mesures ont fait apparaître une limitation du fonctionnement du numérique pour une fréquence d'horloge de 4 GHz comme l'illustre la Figure III.19. En effet, nous avons observé une distortion de l'enveloppe de l'impulsion qui a pu être reproduite en simulation dans le cas d'une fréquence d'horloge de 5 GHz. Cela nous amène à la conclusion que la conception du numérique rapide n'a pas été effectuée de façon suffisament robuste pour fonctionner pleinement à 4 GHz. Le comportement attendu du numérique s'observe en deçà d'une fréquence d'horloge de 3.6 GHz. De ce fait, les mesures présentées dans la suite seront effectuées avec une fréquence du numérique à 3 GHz afin de conserver une certaine marge par rapport aux performances réelles du circuit.

La Figure III.20 illustre la mesure d'un *burst* « typique ». La délimitation des *chips* et le profil d'amplitude mesuré sont en accord avec la séquence ternaire transmise. Pour cette mesure, nous avons multiplié le signal reçu avec le signal issu du générateur de signaux représentant la synthèse de fréquence RF afin de faire ressortir l'information de phase comme l'illustre la deuxième courbe de la Figure III.20. En comparaison à cette dernière, la Figure III.19 illustre aussi le cas d'un *burst* incluant deux impulsions successives de même valeur. En ce

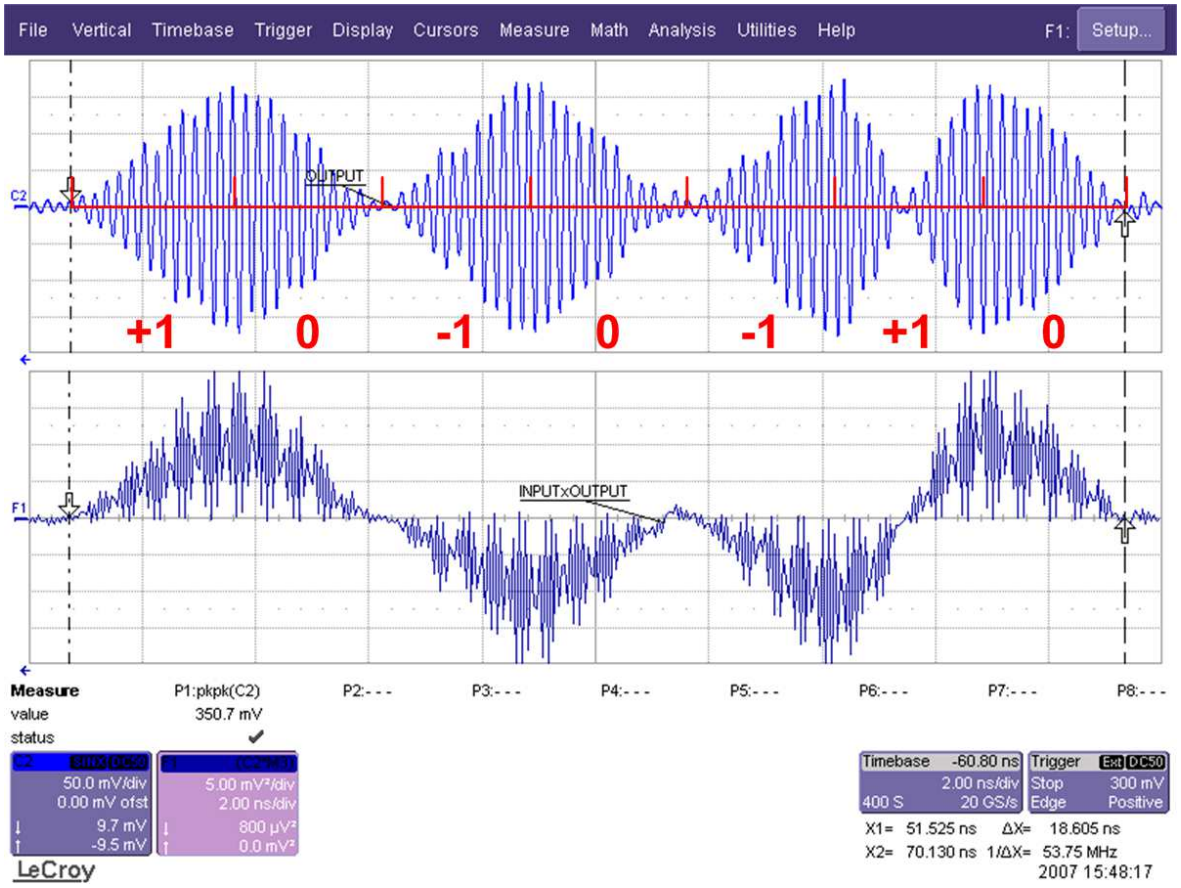


FIG. III.20: Mesure à l'oscilloscope d'un *burst* codé [+1 0 -1 0 -1 +1 0] – $F_{DIG} = 3\,\text{GHz}$

qui concerne la durée des *bursts*, les deux *bursts* mesurés correspondent bien à l'utilisation d'une fréquence d'horloge respectivement de 4 GHz et 3 GHz pour les Figures III.19 et III.20, à savoir des *bursts* de 16 ns et 24 ns pour respectivement 8 et 9 impulsions de 8 échantillons composant chaque *burst*.
Pour ce qui est de la puissance de sortie, nous avons mesuré une tension crête de 193 mV sur 50 Ω ce qui correspond à une puissance crête mesurée de -1.3 dBm. En considérant les pertes dans la conectique de mesure, le circuit affiche une puissance de sortie de 0 dBm sur une charge de 50 Ω.

Au travers de ces mesures temporelles, nous avons mis en évidence la fonctionnalité du circuit pour ce qui est de la génération des différents profils d'amplitude et de phase en accord avec la séquence ternaire à transmettre. Concernant la puissance crête, nous la mesurons à 0 dBm sur 50 Ω ce qui est en accord avec la limitation soulevée lors de la phase de conception.

III.8.3 Mesures fréquentielles

La validation fonctionelle du circuit ayant été faite par l'intermédiaire de mesures temporelles, il est aussi nécessaire de valider que la DSP du signal émis est en accord avec le ca-

hier des charges. Pour ce faire, nous avons configuré le TX-UWB de manière à ce que nous ayons simplement une impulsion par *burst* en sortie et utilisé une PRF de 1 MHz pour la répétition de ce *burst*. Dans le cas d'une RBW de 8 MHz, nous obtenons la mesure présentée Figure III.21 pour une porteuse à 4 GHz et une fréquence d'horloge du numérique toujours à 3 GHz. Notons que nous avons utilisé une RBW supérieure à 1 MHz afin de mesurer un spectre continu et non un spectre de raies du à l'utilisation d'une PRF de 1 MHz.

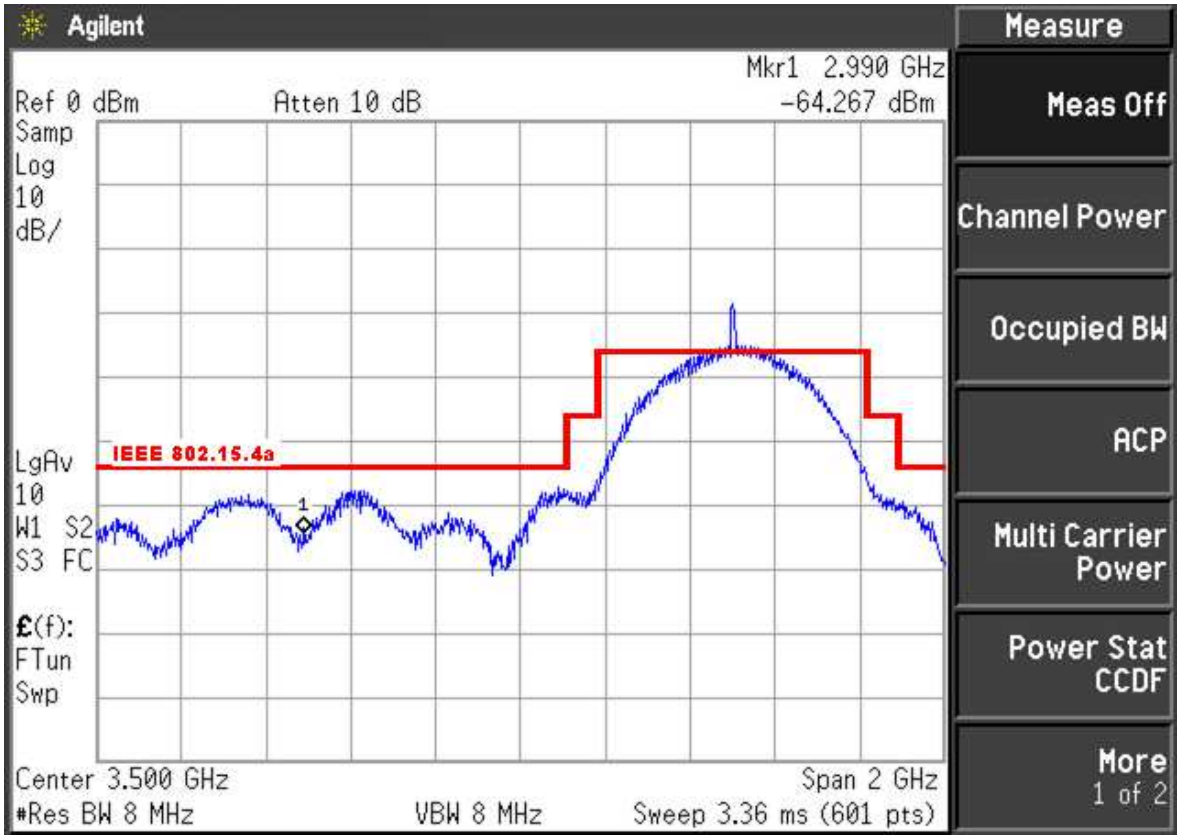


FIG. III.21: Mesure à l'analyseur de spectre de la DSP de l'impulsion

La première observation que nous pouvons faire concerne la DSP du signal généré : cette dernière ne dépasse pas le masque du standard IEEE 802.15.4a ce qui est d'autant plus normal car nous utilisons une fréquence d'horloge de 3 GHz ce qui a pour conséquence de réduire la largeur de bande de l'impulsion. En effet, une fréquence d'horloge de 3 GHz nous donne une valeur de 1080 ps pour le paramètre τ de l'impulsion. Injecté dans l'équation II.6, nous obtenons une largeur de bande de 600 MHz à 18 dB ce qui correspond parfaitement à la mesure spectrale effectuée ; ceci nous laisse entendre que le masque serait respecté pour une fréquence d'horloge à 4 GHz.

Cependant, nous observons aussi une raie spectrale centrée en 4 GHz supérieure d'environ 10 dB à la DSP de l'impulsion seule. Cette raie parasite correspond au signal issu de la synthèse de fréquence RF. Nous observons cette raie dans les cas où le circuit est alimenté ou non ce qui nous laisse penser que cette dernière est issue d'un couplage entre les entrée

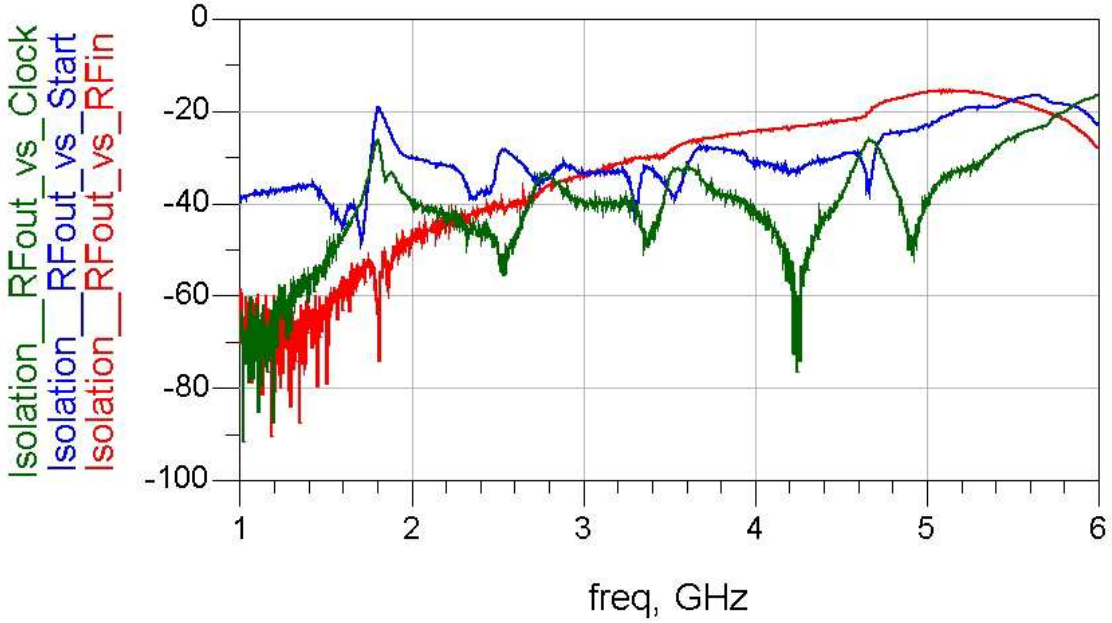


FIG. III.22: Mesure des couplages PCB des differentes entrées vers la sortie RF

et sortie RF. Afin de vérifier cet hypothèse, nous avons mesuré en paramètres « S » un PCB nu permettant la caractérisation des isolations entre les différents ports du PCB ; les mesures obtenues sont présentées sur la Figure III.22. Nous constatons que l'isolation entre l'entrée différentielle RF et la sortie du circuit est seulement de 22 dB, ce qui est bien inférieure à la spécification qui pour mémoire est 60 dB. A la vue des performances en isolation obtenue sur le PCB, il ne nous est donc pas possible de caractériser l'isolation réelle du circuit entre les entrée et sortie RF citées précédemment.

Ces mesures fréquentielles permettent de valider le dimensionnement de l'impulsion par rapport au gabarit spectral du standard IEEE 802.15.4a, même si la fréquence utilisée pour le numérique est seulement de 3 GHz. Cependant, la mesure de l'isolation entrée sortie RF n'est pas possible due à la conception du PCB.

III.8.4 Intégration dans une plate-forme de validation

Dans le but de pousser la validation fonctionnelle du circuit dans un contexte applicatif, nous avons comme proposé précédemment interfacé le PCB avec un FPGA dont le rôle est de transmettre au TX-UWB l'ensemble des signaux de contrôle permettant de générer une trame compatible IEEE 802.15.4a comme l'illustre la Figure III.23.
En se référant pour mémoire à la section I.6, nous validons que le circuit répond aux critères du standard pour la génération d'une trame complète composée d'un SHR et d'un PHR modulés en ternaire suivis d'un EPSDU modulé en BPM–BPSK.

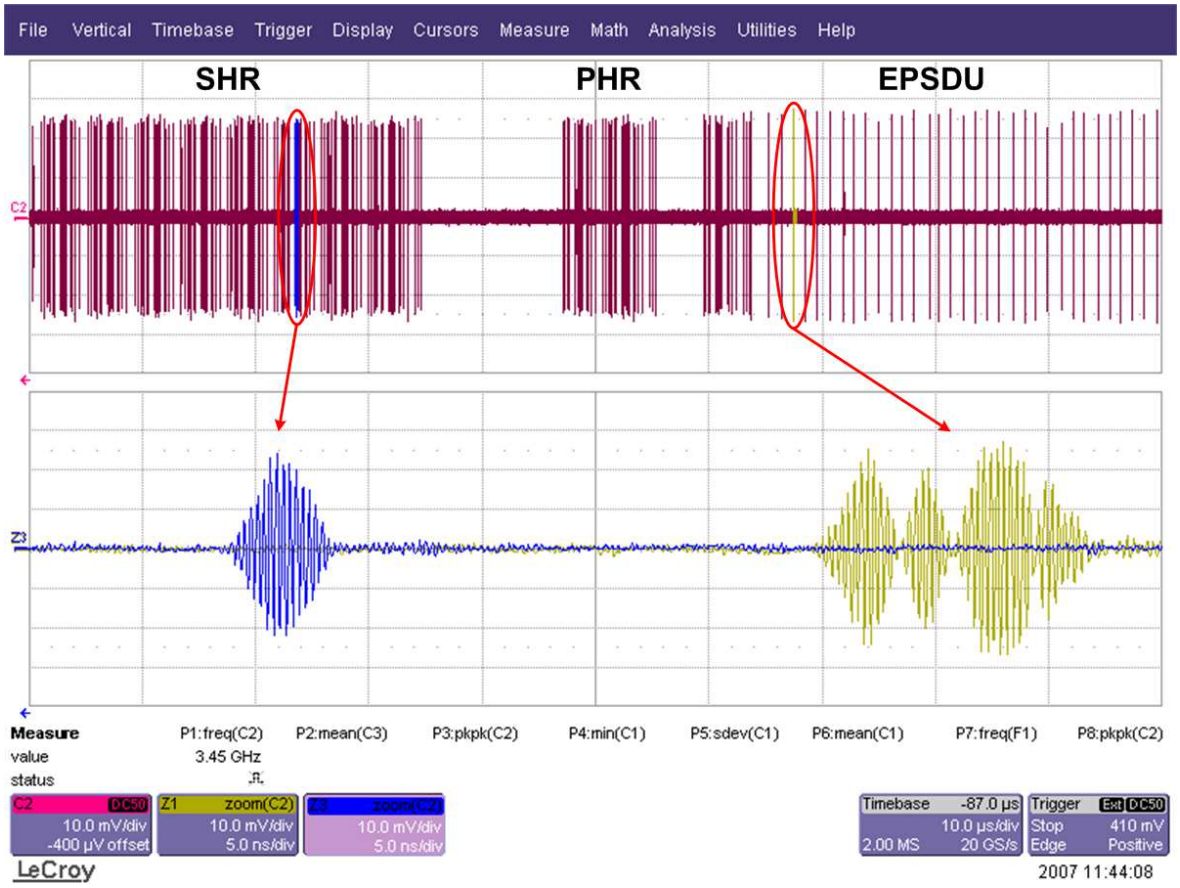


FIG. III.23: Mesure d'une trame au format IEEE 802.15.4a

III.9 Conclusion

Au travers de ce chapitre dédié à l'implémentation de l'architecture proposée au chapitre II et à la caractérisation du circuit correspondant, nous avons abordé différents aspects relatifs à la technologie, aux conceptions analogique et RF et à la caractérisation. Nous avons exposé la conception d'un DAC RF 3 bits basé sur la commutation de sources de courant élémentaires et fonctionnant à la fréquence de 4 GHz. Chacune de ces sources de courant a été associée à une paire différentielle permettant ainsi l'amplification et la modulation numérique simultanée de l'amplitude d'un signal issu d'une synthèse de fréquence RF. Une réutilisation du bloc élémentaire a été mise en œuvre pour créer les autres fonctions de la partie RF, à savoir les étages de modulation de phase et de polarisation. Associée à cette partie RF, une partie numérique a été développée afin de fournir les contrôles nécessaires à la partie RF pour moduler en amplitude et en phase la porteuse RF, en accord avec l'information ternaire à transmettre. Les blocs numériques permettant la génération des signaux commandant le DAC RF ont nécessité une conception optimisée leur permettant un fonctionnement à la fréquence de 4 GHz (3.6 GHz au niveau des mesures). L'ensemble des travaux relatifs à la conception du circuit ont été validés par le biais de mesures temporelles et fréquentielles et

ont fait l'objet d'une publication à la conférence RFIC 2007 [85][8].

Afin de comparer nos travaux avec l'état de l'art des émetteurs UWB, il est judicieux d'utiliser une figure de mérite permettant de prendre en compte différents paramètres liés aux performances. Dans le cas de l'UWB impulsionnel dédié aux applications bas débit, une figure de mérite couramment utilisée pour des émetteurs se définit comme le ratio de la puissance moyenne consommée sur le débit binaire atteind comme l'illustre l'équation III.3.

$$\text{FOM_TX [J/bit]} = \frac{\text{Puissance DC [W]}}{\text{Débit binaire [bit/s]}} \tag{III.3}$$

Dans notre cas d'émetteur compatible IEEE 802.15.4a, pour une consommation mesurée du cœur du circuit de 16 mA sous une tension d'alimentation de 1.2 V et un débit binaire maximum de 500 Mbps, nous affichons une figure de mérite de 38 pJ par impulsion pour une puissance crête de sortie de 0 dBm sur une charge de 50 Ω.

[8] D. Marchaland *et Al.*, « 65nm CMOS Burst Generator for Ultra-Wideband Low Data Rate Systems », RFIC, juin 2007.

Conclusion & Perspectives

Synthèse des travaux effectués

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse sont issus d'une collaboration entre ST-Microelectronics et le laboratoire ESYCOM-ESIEE. Ils ont pour objectif le développement d'une architecture d'émetteur dédiée à une couche PHY basée autour d'une technologie de type UWB impulsionnel. La démarche introduite dans cette thèse nous a permis de mener à bien le développement d'un générateur de *bursts* compatible avec la couche PHY–UWB du standard IEEE 802.15.4a-2007. La maturité technique de la solution proposée permet d'envisager son utilisation dans un produit à court terme, ce qui est le propre de la recherche industrielle.

Pour ce faire, nous sommes partis d'une étude des concepts fondamentaux relatifs à la technologie UWB associée à une description du standard IEEE 802.15.4a-2007 et à une synthèse des contraintes de réglementation tant en Europe qu'aux Etats-Unis. Présentée au travers du Chapitre I, cette étude principalement bibliographique nous a donné les bases nécessaires à la compréhension de la problématique posée par la génération d'impulsions de courte durée (quelques nanosecondes) dans le contexte applicatif des WSNs pour lequel une très basse consommation et une faible complexité sont de rigueur.
Dès lors, il a été possible d'établir un cahier des charges rassemblant l'ensemble des spécifications auxquelles devra répondre l'émetteur UWB. Explicitées dans le Chapitre II, ces spécifications sont issues des contraintes imposées par la réglementation et dans le respect des directives préliminaires du standard IEEE 802.15.4a. En effet, nous avons fait le choix de ne pas développer une solution propriétaire car l'interopérabilité entre systèmes est un atout pour ce type d'application. A partir de ces spécifications, une architecture innovante basée autour d'un DAC RF a été dimensionnée. Dans un premier temps, elle permet la génération d'impulsions compatibles avec le standard IEEE 802.15.4a. Dans un second temps, afin de suivre les évolutions du standard, il a été nécessaire d'introduire un traitement numérique des données à transmettre afin de pouvoir réutiliser le générateur d'impulsions dimensionné pré-

cédemment pour la génération de *bursts*. Breveté, ce traitement numérique permet de réduire les contraintes de filtrage en sortie de l'émetteur afin d'assurer la compatibilité du spectre généré avec le masque d'émission défini dans le standard.
Dans le but de valider par la mesure la fonctionnalité de l'architecture et la faisabilité de son implémentation dans un procédé CMOS submicronique, cette dernière a été implémentée dans le procédé ST CMOS 65 nm. Présentées dans le Chapitre III, l'implémentation des différents blocs numériques et RFs et la caractérisation du circuit nous a permis de valider le concept proposé.

L'originalité de cette thèse réside dans le fait que les travaux effectués ont été menés en parallèle des évolutions de la réglementation et de la standardisation, demandant ainsi une grande flexibilité de notre part vis-à-vis de nos recherches et des solutions envisagées. Néanmoins, cette démarche nous permet aujourd'hui de présenter des résultats en parfait accord avec l'état de l'art comme le souligne le tableau IV.1.

Caractéristique	Ryckaert [86]	Wentzloff [87]	Ce travail [85]
Lieu et date de publication	ISSCC 2007	ISSCC 2007	RFIC 2007
Technologie CMOS	IMEC 90 nm	ST 90 nm	ST 65 nm
Tension d'alimentation	1.0 V	1.0 V	1.2 V
Puissance de sortie	−10 dBm	-	0 dBm
Énergie par impulsion	40 pJ	47 pJ	38 pJ
Compatibilité IEEE 802.15.4a	Oui	Non	Oui

TAB. IV.1: Comparaison de l'état de l'art des émetteurs UWB impulsionnel

La comparaison la plus pertinente à faire est celle de nos travaux [85] avec ceux de Ryckaert *et Al* [86]. Dans les deux cas, les principes et leur mise en œuvre sont semblables : les architectures sont toutes deux basées sur une modulation numérique d'amplitude d'un signal issu d'une synthèse de fréquence RF. Toutes deux compatibles avec le standard IEEE 802.15.4a, elles affichent des performances similaires autour de 40 pJ par impulsion. La différence s'effectue au niveau des fonctionnalités implémentées pour la validation du principe : dans le cas de l'IMEC, un modulateur d'amplitude et un *Digitally-Controlled Oscillator* (DCO) et dans notre cas, un modulateur d'amplitude et le traitement numérique associé. Ce positionnement dans l'état de l'art ouvre la porte à de nombreuses perspectives.

Perspectives

Les résultats obtenus concernant les travaux présentés dans ce manuscrit de thèse nous ont poussé, chez STMicroelectronics, à continuer les développements autour de cette architecture. Les perspectives sont donc nombreuses et concernent principalement l'amélioration de l'architecture actuelle. Les travaux sur la seconde génération ayant déjà été initiés au sein de STMicroelectronics, nous pouvous d'ores et déjà énoncer plusieurs évolutions prévues pour cette architecture.

Dans un premier temps, un approfondissement de l'étude système est prévu afin d'analyser si une dynamique supplémentaire de 1 bit sur le DAC RF peut améliorer la réjection des lobes secondaires du signal généré, ceci associé à une modification de l'allure de l'impulsion bande de base qui pourrait dans ce cas se rapprocher encore plus d'une impulsion optimale.
Concernant l'implémentation de la partie RF, il est prévu de redimensionner le DAC RF afin qu'il puisse délivrer une puissance crête de 8.75 dBm comme spécifié dans l'étude système. Ajouté à ce redimensionnement, nous allons inclure l'ensemble des composants nécessaires à la validation de l'architecture pour une utilisation dans un produit à savoir des LDOs, des *band-gaps* et des techniques de compensation des variations de procédé, de tension et de température. Dans l'objectif d'implémenter un émetteur complet, des travaux sont en cours pour le développement d'une synthèse de fréquence RF multi-bandes permettant d'adresser dans un premier temps l'ensemble des canaux de la gamme « Low-Band ».
Pour ce qui est de l'implémentation de la partie numérique, les blocs fonctionnant à 500 MHz et en dessous seront portés en *Register Transfer Level* (RTL) afin de pouvoir d'une part les synthétiser et d'autre part augmenter la complexité du numérique dans le but d'y inclure des registres de contrôle, une ROM programmable de l'extérieur et éventuellement des fonctions de codage et d'étalement en accord avec le standard IEEE 802.15.4a, ceci afin de réduire la fréquence des signaux au niveau de l'interface avec la bande de base.

Dans un contexte plus général, ces architectures orientées vers le « tout-numérique » ont un grand avenir devant elles du fait de l'évolution technologique des procédés CMOS submicroniques. Pour illustration, des développements adressant des applications WLAN dans la bande 2.4 GHz sont effectués au sein de STMicroelectronics. Les architectures étudiées sont basées sur l'utilisation d'un DAC RF couplé à un Sigma-Delta, le tout fonctionnant à une fréquence double de celle de la porteuse RF. Dans le cas d'un émetteur, l'architecture ultime s'oriente dès lors vers un amplificateur de puissance précédé d'un DAC RF, l'ensemble piloté par du numérique rapide. Dans le cadre des dispositifs nomades émergents tels que les téléphones portables multimédia ou les *Personal Digital Assistants* (PDAs), ce type d'architecture permettra la prise en charge des nouveaux standards tels que WiFi et WiMAX à moindre coût à travers l'intégration de plusieurs radios au cœur d'un même circuit dorénavant facilement reconfigurable par le biais de fonctions numériques.

Cette page est laissée blanche intentionnellement.

Bibliographie

[1] D. Marchaland and F. Badets. Générateur d'impulsions ultra large bande doté d'une fonction intégrée d'émulation numérique de filtrage, et procédé de transmission. Demande FR0700683, déposée le 31 janvier 2007.

[2] S. Cherry. Edholm's Law of Bandwidth. *Spectrum, IEEE*, 41(7) :58–60, 2004.

[3] David Barras, Frank Ellinger, and Heinz Jäckel. A Comparison between Ultra-Wideband and Narrowband Transceivers. In *IEEE/TRLabs Wireless 2002, Calgary*, July 2002.

[4] FCC. Part 15 : Regulations for Radio Frequency Devices, August 2006.

[5] C.E. Shannon. Communication in the Presence of Noise. *Proceedings of the IEEE*, 86(2) :447–457, February 1998.

[6] Woo Cheol Chung and Dong Ha. An Accurate Ultra Wideband (UWB) Ranging for Precision Asset Location. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 389–393, November 2003.

[7] S. Gezici, Zhi Tian, G.B. Giannakis, H. Kobayashi, A.F. Molisch, H.V. Poor, and Z. Sahinoglu. Localization via Ultra-Wideband Radios : A Look at Positioning Aspects for Future Sensor Networks. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 22(4) :70–84, July 2005.

[8] J. Zhang, R.A. Kennedy, and T.D. Abhayapala. Cramer-Rao Lower Bounds for the Time Delay Estimation of UWB Signals. In *Communications, 2004 IEEE International Conference on*, volume 6, pages 3424–3428, 2004.

[9] Terence W. Barrett. History of Ultra WideBand (UWB) Radar & Communications : Pioneers and Innovators. In *Progress In Electromagnetics Symposium, 2000. PIERS2000, Cambridge, MA*, July 2000.

[10] R.J. Fontana. Recent System Applications of Short-Pulse Ultra-Wideband (UWB) Technology. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 52(9) :2087–2104, September 2004.

[11] C.L. Bennett and G.F. Ross. Time-Domain Electromagnetics and its Applications. *Proceedings of the IEEE*, 66(3) :299–318, March 1978.

[12] ECC. ECC Decision of 24 March 2006 on the harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz (ECC/DEC/(06)04), March 2006.

[13] ECMA International. Standard ECMA-368 – High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard. 1st Edition, December 2005.

[14] IEEE. 802.15.4a : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) – Amendment 1 : Add Alternate PHYs, August 2007.

[15] P. Smulders. Exploiting the 60 GHz Band for Local Wireless Multimedia Access : Prospects and Future Directions. *Communications Magazine, IEEE*, 40(1) :140–147, January 2002.

[16] M. Hamalainen, V. Hovinen, R. Tesi, J.H.J. Iinatti, and M. Latva-aho. On the UWB System Coexistence with GSM900, UMTS/WCDMA, and GPS. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 20(9) :1712–1721, December 2002.

[17] B. Firoozbakhsh, T.G. Pratt, and N. Jayant. Analysis of IEEE 802.11a Interference on UWB Systems. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 473–477, 2003.

[18] Gary Breed. A Summary of FCC Rules for Ultra Wideband Communications. *High Frequency Electronics*, 1 :42–44, January 2005.

[19] ECC. The Protection Requirements of Radiocommunications Systems below 10.6 GHz from Generic UWB Applications, February 2005.

[20] ECC. ECC Decision of 1 December 2006 on the harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology with Low Duty Cycle (LDC) in the frequency band 3.4-4.8 GHz (ECC/DEC/(06)12), December 2006.

[21] Roberto Aiello and Jeff Foerster. A look at the Worldwide Regulatory Process. *Emerging Wireless Technology - Supplement to RF Design*, page 19, November 2006.

[22] Xiaomin Chen and S. Kiaei. Monocycle Shapes for Ultra Wideband System. In *Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on*, volume 1, pages 597–600, 26-29 May 2002.

[23] Yun Hwa Choi. Gated UWB Pulse Signal Generation. In *Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on*, pages 122–124, May 2004.

[24] L.B. Michael, M. Ghavami, and R. Kohno. Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication using Hermite Polynomial based Orthogonal Pulses. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*, pages 47–51, May 2002.

[25] A. Cacciatori, L. Colalongo, and Z.M.K. Vajna. On the Design of Ultra Wideband FCC Compliant Integrated Radars. In *Research in Microelectronics and Electronics 2006, Ph. D.*, pages 469–472, June 2006.

[26] C.A. Corral, S. Sibecas, S. Emami, and G. Stratis. Pulse Spectrum Optimization for Ultra-Wideband Communication. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*, pages 31–35, May 2002.

[27] Hongsan Sheng, P. Orlik, A.M. Haimovich, Jr. Cimini, L.J., and Jinyun Zhang. On the Spectral and Power Requirements for Ultra-Wideband Transmission. In *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*, volume 1, pages 738–742, May 2003.

[28] Yunnan Wu, A.F. Molisch, Sun-Yuan Kung, and Jinyun Zhang. Impulse Radio Pulse Shaping for Ultra-Wide Bandwidth (UWB) Systems. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003. 14th IEEE Proceedings on*, volume 1, pages 877–881, September 2003.

[29] D. Marchaland, M. Villegas, G. Baudoin, C. Tinella, and D. Belot. System Concepts dedicated to UWB Transmitter. In *Wireless Technology, 2005. The European Conference on*, pages 141–144, October 2005.

[30] D. Marchaland, M. Villegas, G. Baudoin, C. Tinella, and D. Belot. System Concepts dedicated to UWB Transmitter. *EuMA, European Microwave Association*, 2 :116–121, June 2006.

[31] I. Guvenc and H. Arslan. On the Modulation Options for UWB Systems. In *Military Communications Conference, 2003. MILCOM 2003. IEEE*, volume 2, pages 892–897, October 2003.

[32] Andrea Ridolfi. *Power Spectra of Random Spikes and Related Complex Signals with Application to Communications*. PhD thesis, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, EPFL, December 2004.

[33] Werner Sörgel and Werner Wiesbeck. Influence of the Antennas on the Ultra-Wideband Transmission. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2005(3) :296–305, 2005.

[34] H.F. Harmuth and Shao Ding-Rong. Antennas for Nonsinusoidal Waves. I. Radiators. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, EMC-25(1) :13–24, February 1983.

[35] H.F. Harmuth and Shao Ding-Rong. Antennas for Nonsinusoidal Waves : II-Sensors. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, EMC-25(2) :107–115, May 1983.

[36] H.G. Schantz. Introduction to Ultra-Wideband Antennas. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 1–9, November 2003.

[37] Guofeng Lu, P. Spasojevic, and L. Greenstein. Antenna and Pulse Designs for meeting UWB Spectrum Density Requirements. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 162–166, Nov. 2003.

[38] J. Powell and A. Chandrakasan. Differential and Single Ended Elliptical Antennas for 3.1-10.6 GHz Ultra Wideband Communication. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, volume 3, pages 2935–2938, June 2004.

[39] H.G. Schantz. Planar Elliptical Element Ultra-Wideband Dipole Antennas. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, volume 3, page 44, June 2002.

[40] H.G. Schantz. Bottom Fed Planar Elliptical UWB Antennas. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 219–223, November 2003.

[41] H.G. Schantz. A Brief History of UWB Antennas. *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, 19(4) :22–26, April 2004.

[42] Zhi Ning Chen, A. Cai, T.S.P. See, Xianming Qing, and M.Y.W. Chia. Small Planar UWB Antennas in Proximity of the Human Head. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(4) :1846–1857, June 2006.

[43] M. Klemm, I.Z. Kovcs, G.F. Pedersen, and G. Troster. Novel Small-Size Directional Antenna for UWB WBAN/WPAN Applications. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 53(12) :3884–3896, December 2005.

[44] M. Klemm and G. Troester. Textile UWB Antennas for Wireless Body Area Networks. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 54(11) :3192–3197, November 2006.

[45] D. Cassioli, M.Z. Win, and A.F. Molisch. A Statistical Model for the UWB Indoor Channel. In *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd*, volume 2, pages 1159–1163, May 2001.

[46] S. Emami, C.A. Corral, and G. Rasor. Ultra-Wideband Outdoor Channel Modeling using Ray Tracing Techniques. In *Consumer Communications and Networking Conference, 2005. CCNC. 2005 Second IEEE*, pages 466–470, 2005.

[47] J. Kunisch and J. Pamp. Measurement Results and Modeling Aspects for the UWB Radio Channel. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*, pages 19–23, 2002.

[48] R.A. Scholtz and Joon-Yong Lee. Problems in Modeling UWB Channels. In *Signals, Systems and Computers, 2002. Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on*, volume 1, pages 706–711, November 2002.

[49] Andreas F. Molisch, Kannan Balakrishnan, Chia-Chin Chong, Shahriar Emami, Andrew Fort, Johan Karedal, Juergen Kunisch, Hans Schantz, Ulrich Schuster, and Kai Siwiak. IEEE 802.15.4a channel model - final report. Technical Report 15-04-0662-02-004a, IEEE 802.15.4a channel modeling subgroup, 2004.

[50] S. Promwong, W. Hachitani, and J.-I. Takada. Free Space Link Budget Evaluation of UWB-IR Systems. In *Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on*, pages 312–316, May 2004.

[51] Pichaya Supanakoon, Prakit Tangtisanon, Sathaporn Promwong, and Jun ichi Takada. Accurate Analysis of Extension of the Friis' Transmission Formula for UWB Channels. In *1st ECTI Conference (ECTI-CON 2004)*, May 2004.

[52] S.S. Ghassemzadeh, L.J. Greenstein, A. Kavcic, T. Sveinsson, and V. Tarokh. UWB Indoor Path Loss Model for Residential and Commercial Buildings. In *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, volume 5, pages 3115–3119, October 2003.

[53] A. Saleh and R. Valenzuela. A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 5(2) :128–137, February 1987.

[54] G. Durisi and S. Benedetto. Performance of Coherent and Noncoherent Receivers for UWB Communications. In *Communications, 2004 IEEE International Conference on*, volume 6, pages 3429–3433, June 2004.

[55] Z. Irahhauten, A. Yarovoy, H. Nikookar, G.J.M. Janssen, and L.P. Ligthart. The Effect of Antenna and Pulse Waveform on Ultra Wide Band Link Budget with Impulse Radio Transmission. In *Wireless Technology, 2004. 7th European Conference on*, pages 261–264, 2004.

[56] Fred S. Lee and Anantha P. Chandrakasan. A 2.5nJ/b 0.65V 3-to-5GHz Subbanded UWB Receiver in 90nm CMOS. In *Solid-State Circuits Conference, 2007. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2007 IEEE International*, pages 116–590, 2007.

[57] H. Zimmermann. OSI Reference Model - The ISO Model of Architecture for Open Systems Interconnection. *Communications, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]*, 28(4) :425–432, 1980.

[58] IEEE. 802.15.4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), October 2003.

[59] Laurent Chalard, Didier Helal, Lucille Verbaere, Armin Wellig, and Julien Zory. Wireless Sensor Networks Devices : Overview, Issues, State-of-the-Art and Promising Technologies. *ST Journal of Research*, 4(1) :4–18, 2007.

[60] C. Enz, N. Scolari, and U. Yodprasit. Ultra Low-Power Radio Design for Wireless Sensor Networks. In *Radio-Frequency Integration Technology : Integrated Circuits for Wideband Communication and Wireless Sensor Networks, 2005. Proceedings. 2005 IEEE International Workshop on*, pages 1–17, December 2005.

[61] J. Ryckaert, C. Desset, A. Fort, M. Badaroglu, V. De Heyn, P. Wambacq, G. Van der Plas, S. Donnay, B. Van Poucke, and B. Gyselinckx. Ultra-Wide-Band Transmitter for Low-Power Wireless Body Area Networks : Design and Evaluation. *Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on [see also Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on]*, 52(12) :2515–2525, December 2005.

[62] David Marchaland, Armin Wellig, and Julien Zory. IEEE 802.15.4a UWB Impulse Radio - Challenges and Opportunities for Wireless Sensor Networks. In *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of IEEE*. to be published, November 2007.

[63] B. Otis, Y.H. Chee, and J. Rabaey. A 400uW-RX, 1.6mW-TX Super-Regenerative Transceiver for Wireless Sensor Networks. In *Solid-State Circuits Conference, 2005. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2005 IEEE International*, volume 1, pages 396–606, February 2005.

[64] T. Terada, S. Yoshizumi, M. Muqsith, Y. Sanada, and T. Kuroda. A CMOS Ultra-Wideband Impulse Radio Transceiver for 1-Mb/s Data Communications and +/-2.5-cm Range Finding. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 41(4) :891–898, April 2006.

[65] D. Marchaland, M. Villegas, G. Baudoin, C. Tinella, and D. Belot. UWB Pulse Generation in the 3.1-5.1 GHz band. In *International Wireless Summit, WPMC - Wireless Personal Multimedia Communications*, September 2005.

[66] Jeongwoo Han and Cam Nguyen. A New Ultra-Wideband, Ultra-Short Monocycle Pulse Generator with Reduced Ringing. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters]*, 12(6) :206–208, June 2002.

[67] Jeong Soo Lee and Cam Nguyen. Novel Low-Cost Ultra-Wideband, Ultra-Short-Pulse Transmitter with MESFET Impulse-Shaping Circuitry for Reduced Distortion and Improved Pulse Repetition Rate. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters]*, 11(5) :208–210, May 2001.

[68] K. Marsden, Hyung-Jin Lee, Dong Ha, and Hyung-Soo Lee. Low Power CMOS Re-Programmable Pulse Generator for UWB Systems. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 443–447, November 2003.

[69] Youngkyun Jeong, Sungyong Jung, and Jin Liu. A CMOS Impulse Generator for UWB Wireless Communication Systems. In *Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, volume 4, pages 129–132, May 2004.

[70] Hyunseok Kim, Youngjoong Joo, and Sungyong Jung. Digitally Controllable Bi-Phase CMOS UWB Pulse Generator. In *Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, pages 442–445, September 2005.

[71] T. Norimatsu, R. Fujiwara, M. Kokubo, M. Miyazaki, Y. Ookuma, M. Hayakawa, S. Kobayashi, N. Koshizuka, and K. Sakamura. A Novel UWB Impulse-Radio Transmitter with All-Digitally-Controlled Pulse Generator. In *Solid-State Circuits Conference, 2005. ESSCIRC 2005. Proceedings of the 31st European*, pages 267–270, September 2005.

[72] Junwoo Lee, Young-Jin Park, Myunghoi Kim, C. Yoon, Joungho Kim, and Kwan-Ho Kim. System-on-Package Ultra-Wideband Transmitter using CMOS Impulse Generator. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(4) :1667–1674, June 2006.

[73] L. Smaini, C. Tinella, D. Helal, C. Stoecklin, L. Chabert, C. Devaucelle, R. Cattenoz, N. Rinaldi, and D. Belot. Single-Chip CMOS Pulse Generator for UWB Systems. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 41(7) :1551–1561, July 2006.

[74] D. Marchaland, M. Villegas, G. Baudoin, C. Tinella, and D. Belot. Novel Pulse Generator Architecture dedicated to Low Data Rate UWB Systems. In *Wireless Technology, 2005. The European Conference on*, pages 229–232, October 2005.

[75] T.H. Lee and A. Hajimiri. Oscillator Phase Noise : a Tutorial. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 35(3) :326–336, March 2000.

[76] A. Ridolfi and M.Z. Win. Ultrawide Bandwidth Signals as Shot Noise : a Unifying Approach. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 24(4) :899–905, April 2006.

[77] D. Marchaland, M. Villegas, G. Baudoin, C. Tinella, and D. Belot. Générateur d'Impulsions pour les Systèmes Ultra Large Bande Bas Débit. In *JNM'2005 - 14èmes Journées Nationales Microondes*, Mai 2005.

[78] G. Gielen and W. Dehaene. Analog and Digital Circuit Design in 65 nm CMOS : End of the Road ? In *Design, Automation and Test in Europe, 2005. Proceedings*, volume 1, pages 37–42, 2005.

[79] A. Bargagli-Stoffi, J. Sauerbrey, J. Wang, and D. Schmitt-Landsiedel. Challenges of VDD Scaling for Analog Circuits : an Amplifier. *Advances in Radio Science*, 3 :377–381, May 2005.

[80] Kwyro Lee, I. Nam, Ickjin Kwon, J. Gil, Kwangseok Han, S. Park, and Bo-Ik Seo. The Impact of Semiconductor Technology Scaling on CMOS RF and Digital Circuits for Wireless Application. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 52(7) :1415–1422, July 2005.

[81] C.P. Yue and S.S. Wong. Scalability of RF CMOS. In *Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005. Digest of Papers. 2005 IEEE*, pages 53–56, June 2005.

[82] B. Tavel, B. Duriez, R. Gwoziecki, M.T. Basso, C. Julien, C. Ortolland, Y. Laplanche, R. Fox, E. Saboure, C. Detcheverry, F. Boeuf, P. Morin, D. Barge, M. Bidaud, J. Bienacel, P. Garnier, K. Cooper, J.D. Chapon, Y. Trouille, J. Belledent, M. Broekaart, P. Gouraud, M. Denais, V. Huard, K. Rochereau, R. Difrenza, N. Planes, M. Marin, S. Boret, D. Gloria, S. Vanbergue, P. Abramowitz, L. Vishnubhotla, D. Reber, P. Stolk, M. Woo,

and F. Arnaud. 65nm LP/GP Mix Low Cost Platform for Multi-Media Wireless and Consumer Applications. In *Solid-State Device Research Conference, 2005. ESSDERC 2005. Proceedings of 35th European*, pages 423–426, 2005.

[83] M.J.M. Pelgrom, A.C.J. Duinmaijer, and A.P.G. Welbers. Matching Properties of MOS Transistors. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 24(5) :1433–1439, October 1989.

[84] M.J.M. Pelgrom, H.P. Tuinhout, and M. Vertregt. Transistor Matching in Analog CMOS Applications. In *Electron Devices Meeting, 1998. IEDM '98 Technical Digest., International*, pages 915–918, December 1998.

[85] D. Marchaland, F. Badets, M. Villegas, and D. Belot. 65nm CMOS Burst Generator for Ultra-Wideband Low Data Rate Systems. In *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007 IEEE*, pages 43–46, June 2007.

[86] Julien Ryckaert, Geert Van der Plas, Vincent De Heyn, Claude Desset, Geert Vanwijnsberghe, Bart Van Poucke, and Jan Craninckx. A 0.65-to-1.4nJ/burst 3-to-10GHz UWB Digital TX in 90nm CMOS for IEEE 802.15.4a. In *Solid-State Circuits Conference, 2007. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2007 IEEE International*, pages 120–591, 2007.

[87] David D. Wentzloff and Anantha P. Chandrakasan. A 47pJ/pulse 3.1-to-5GHz All-Digital UWB Transmitter in 90nm CMOS. In *Solid-State Circuits Conference, 2007. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2007 IEEE International*, pages 118–591, 2007.

[88] A. Hajimiri and T.H. Lee. A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 33(2) :179–194, February 1998.

[89] B. Razavi. A Study of Phase Noise in CMOS Oscillators. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 31(3) :331–343, March 1996.

[90] M. Grozing and M. Berroth. The effect of 1/f noise on the spectrum and the jitter of a free running oscillator. In *Research in Microelectronics and Electronics 2006, Ph. D.*, pages 485–488, 2006.

[91] F. Herzel and B. Razavi. A study of oscillator jitter due to supply and substrate noise. *Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Circuits and Systems II : Express Briefs, IEEE Transactions on]*, 46(1) :56–62, 1999.

Cette page est laissée blanche intentionnellement.

Annexe A

Analyse de la fonction Gaussienne et Transformée de Fourier

A.1 Normalisation surfacique d'une fonction Gaussienne

Une fonction Gaussienne, notée f, de moyenne nulle et de variance σ^2 s'exprime sous la forme :

$$f(t) = \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

Calculons le facteur de normalisation G_N telle que :

$$G_N \int_{\mathbb{R}} f(t)\,dt = \int_{\mathbb{R}} g(t)\,dt = 1$$

Exprimons pour cela le carré de la surface occupée par cette fonction dans $\mathbb{R}$:

$$\begin{aligned}
\mathscr{A}^2 &= \left[\int_{\mathbb{R}} f(t)\,dt\right]^2 \\
&= \int_{\mathbb{R}} f(x)\,dx \int_{\mathbb{R}} f(y)\,dy \\
&= \int_{\mathbb{R}}\int_{\mathbb{R}} \exp\left[-\frac{(x^2+y^2)}{2\sigma^2}\right] dxdy
\end{aligned}$$

Effectuons un changement de coordonnées en passant d'un système cartésien à un système polaire. Pour cela, posons $\sqrt{x^2+y^2} = r$ et $dxdy = rdrd\theta$. Nous obtenons :

$$\begin{aligned}
\mathscr{A}^2 &= \int_0^{\infty}\int_0^{2\pi} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] rdrd\theta \\
&= 2\pi \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] rdr
\end{aligned}$$

Opérons maintenant un changement de variable en posant $u = r^2/2$ et $du = rdr$:

$$\mathscr{A}^2 = 2\pi \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{u^2}{\sigma^2}\right] du$$

La résolution de cette intégrale nous donne :

$$\begin{aligned}\mathscr{A}^2 &= -2\pi\sigma^2\left[\exp\left(-\frac{u^2}{\sigma^2}\right)\right]_0^\infty \\ &= 2\pi\sigma^2 = \frac{1}{G_N^2}\end{aligned}$$

Nous en déduisons alors l'expression d'une fonction Gaussienne g normalisée en surface :

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

A.2 Transformée de Fourier d'une fonction Gaussienne

Soit une Gaussienne normalisée g d'amplitude A et de variance σ^2 :

$$g(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

La TF $S(f)$ d'une fonction $s(t)$ a pour expression :

$$S(f) = \mathrm{TF}\{s(t)\} = \int_{\mathbb{R}} s(t)\exp(-\imath 2\pi f t)\,dt$$

Soit dans notre cas :

$$\begin{aligned}G(f) &= \int_{\mathbb{R}} g(t)\exp(-\imath 2\pi f t)\,dt \\ &= \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma}\int_{\mathbb{R}}\exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)\exp(-\imath 2\pi f t)\,dt \\ &= \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma}\int_{\mathbb{R}}\exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\left(t^2+\imath 4\pi\sigma^2 f t\right)\right)dt\end{aligned}$$

Posons : $t^2+\imath 4\pi\sigma^2 f t = (t+a)^2 - c$. Par identification, nous obtenons $a = \imath 2\pi\sigma^2 f$ et $c = -4\pi^2\sigma^4 f^2$. Par substitution, nous déduisons l'expression suivante pour G :

$$\begin{aligned}G(f) &= \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma}\int_{\mathbb{R}}\exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\left(t+\imath 2\pi\sigma^2 f\right)^2+4\pi^2\sigma^4 f^2\right)dt \\ &= \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left(-2\pi^2\sigma^2 f^2\right)\int_{\mathbb{R}}\exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\left(t+\imath 2\pi\sigma^2 f\right)^2\right)dt\end{aligned}$$

En se référant à la section précédente concernant l'analyse de la fonction Gaussienne, nous identifions dans l'expression obtenue l'intégrale d'une fonction Gaussienne normalisée en surface. Soit alors :

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\int_{\mathbb{R}}\exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\left(t+\imath 2\pi\sigma^2 f\right)^2\right)dt = 1$$

D'où l'expression de la TF d'une Gaussienne g :

$$G(f) = A\exp\left[-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}\right]$$

A.3 Transformée de Fourier d'une fonction Gaussienne transposée en fréquence

Une impulsion Gaussienne transposée en fréquence est obtenue par multiplication d'une fonction sinusoïde c et d'une impulsion Gaussienne bande de base g. Les expressions de ces fonctions sont les suivantes :

$$\begin{aligned} c(t) &= A\cos(2\pi f_0 t) \\ g(t) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned}$$

L'impulsion résultante p a pour expression :

$$p(t) = g(t)\times c(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)\cos(2\pi f_0 t)$$

Calculons la TF $P(f)$ de $p(t)$ en utilisant la propriété de convolution :

$$P(f) = \mathrm{TF}\{p(t)\} = \mathrm{TF}\{g(t)\times c(t)\} = G(f)\otimes C(f)$$

$G(f)$ et $C(f)$ étant les TFs respectives de $g(t)$ et $c(t)$. Elles ont alors pour expression :

$$\begin{aligned} G(f) &= \exp\left[-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}\right] \\ C(f) &= \frac{A}{2}\left[\delta(f-f_0)+\delta(f+f_0)\right] \end{aligned}$$

Soit alors :

$$\begin{aligned} P(f) &= G(f)\otimes C(f) = \int_{\mathbb{R}} G(\xi)C(f-\xi)\,d\xi \\ &= \frac{A}{2}\int_{\mathbb{R}}\exp\left[-\frac{(2\pi\xi\sigma)^2}{2}\right]\left[\delta(f-\xi-f_0)+\delta(f-\xi+f_0)\right]d\xi \end{aligned}$$

avec δ la fonction de Dirac définie par :

$$\delta(f) = \begin{cases} 0, & \forall f\in\mathbb{R}\setminus\{0\} \\ 1, & f=0 \end{cases}$$

D'où l'expression de la TF de p :

$$P(f) = \frac{A}{2}\left[\exp\left(-\frac{(2\pi\sigma(f-f_0))^2}{2}\right)+\exp\left(-\frac{(2\pi\sigma(f+f_0))^2}{2}\right)\right]$$

Cette page est laissée blanche intentionnellement.

Annexe B

Contribution du bruit thermique d'un oscillateur à la DSE d'une impulsion Gaussienne transposée en fréquence

B.1 DSP d'un oscillateur bruité

Un oscillateur peut être appréhendé comme un système bouclé composé d'un résonateur et d'un amplificateur. Omniprésent dans tout système électronique, le bruit thermique dû aux composants actifs de l'oscillateur dégrade le signal généré. Ceci est la cause d'un plancher de bruit en sortie de l'oscillateur mais aussi source d'un bruit en $1/f^2$ par rebouclage de ce bruit thermique dans la boucle d'oscillation [88, 89]. Afin d'obtenir une expression analytique du bruit de phase en sortie d'un oscillateur bruité par deux sources $n(t)$ et $\phi(t)$, exprimons la tension de sortie de cet oscillateur par :

$$c(t) = V_0 \left[\cos\left[\omega_0 t + \phi(t)\right] + n(t)\right]$$

avec V_0 l'amplitude supposée non bruitée du signal et ω_0 la pulsation fondamentale. Notons que nous nous intéressons seulement au bruit de nature thermique et ne prenons donc pas en compte ni le bruit de *flicker* (bruit en $1/f$) ni les autres sources de bruit potentielles.

En considérant que $n(t)$ est un bruit blanc de variance σ_N^2, la fonction d'autocorrélation du terme $V_0 \times n(t)$ nous donne :

$$R_n(\tau) = V_0^2 \mathbb{E}\left\{n(t)\, n(t-\tau)\right\} = V_0^2 \sigma_N^2 \delta(\tau)$$

Pour ce qui est de la source de bruit $\phi(t)$, nous pouvons l'exprimer sous la forme d'un bruit de fréquence par :

$$\Delta\omega(t) = \frac{\partial}{\partial t}\phi(t)$$

Soit par intégration :

$$\phi(t) = \int_0^t \Delta\omega(u)\, du + \phi(0)$$

Dans le cas présent, nous faisons l'hypothèse que le bruit de fréquence est un bruit blanc car la fréquence de coupure de ce dernier est typiquement bien plus grande de la fréquence du fondamental ω_0 [90]. Basée sur cette hypothèse, l'autocorrélation de $\Delta\omega(t)$ s'exprime sous la forme :

$$R_{\Delta\omega}(\tau) = \mathbb{E}\left\{\Delta\omega(t)\, \Delta\omega(t-\tau)\right\} = 2D_\phi \delta(\tau)$$

où D_ϕ est appelé coefficient de diffusion. $\phi(t)$ est donc centrée en $\phi(0)$ et de variance :

$$\sigma_\phi^2 = 2D_\phi t$$

Nous constatons que la variance de $\phi(t)$ croît avec le temps. La phase n'étant pas stationnaire, elle suit donc un processus de Wiener. Le moment d'ordre 2 de $\phi(t)$ étant connue [90, 91], il est possible d'exprimer l'autocorrélation de $c(t)$ sous la forme suivante :

$$R_c(\tau) = \mathbb{E}\{c(t)c(t-\tau)\} = \frac{V_0^2}{2}\left[\exp\left(-D_\phi|\tau|\right)\cos(\omega_0\tau) + 2\sigma_N^2\delta(\tau)\right]$$

La TF unilatérale de cette autocorrélation nous donne la DSP de $c(t)$, à savoir :

$$S_c(\omega) = V_0^2\left[\frac{D_\phi}{D_\phi^2 + (\omega-\omega_0)^2} + 2\sigma_N^2\right]$$

Exprimée en fonction de la fréquence et normalisée par rapport à la puissance du signal non bruité, l'expression analytique du bruit de phase d'un oscillateur perturbé par un bruit thermique est de la forme :

$$\mathrm{PN}_{\text{Porteuse-SSB}}\,[\mathrm{dBc/Hz}] = \frac{2D_\phi}{D_\phi^2 + [2\pi(f-f_0)]^2} + 4\sigma_N^2$$

Nous obtenons dès lors l'expression d'un bruit de phase relatif autour de la porteuse f_0 qui suit un profil décroissant en $1/f^2$ associé à un plancher de bruit relatif de valeur $4\sigma_N^2$.

B.2 DSE de l'impulsion Gaussienne bruitée

Soit l'impulsion bruitée $p(t)$ issue de la transposition fréquentielle de la fonction Gaussienne $g(t)$ de paramètre σ par la porteuse bruitée $c(t)$:

$$p(t) = g(t)\times c(t) = \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)\times c(t)$$

La fonction d'autocorrélation de ce modèle d'impulsion est :

$$R_p(t,\tau) = \mathbb{E}\{p(t)p(t-\tau)\} = g(t)g(t-\tau)\times R_c(\tau)$$

Effectuons un moyennage de cette fonction d'autocorrélation afin de pouvoir en calculer sa TF. Comme $p(t)$ est à énergie finie, ce moyennage se fait de la manière suivante :

$$\widehat{R}_p(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_p(t,\tau)\,dt = \sqrt{\pi}\sigma\exp\left(-\frac{\tau^2}{4\sigma^2}\right)\times R_c(\tau)$$

Puis par substitution des fonctions associées et développement, nous avons :

$$\widehat{R}_p(\tau) = \underbrace{\frac{V_0^2\sqrt{\pi}\sigma}{2}\exp\left(-\frac{\tau^2}{4\sigma^2}\right)\exp\left(-D_\phi|\tau|\right)\cos(\omega_0\tau)}_{\widehat{R}_{p2}(\tau)} + \underbrace{V_0^2\sqrt{\pi}\sigma\exp\left(-\frac{\tau^2}{4\sigma^2}\right)\sigma_N^2\delta(\tau)}_{\widehat{R}_{p0}(\tau)}$$

Cette fonction d'autocorrélation est la somme de deux termes dont $\widehat{R}_{p2}(\tau)$ représente le bruit de phase en $1/f^2$ et $\widehat{R}_{p0}(\tau)$ le plancher de bruit (bruit de phase en $1/f^0$). La DSE de l'impulsion peut donc s'obtenir par TF de ces deux termes. Soit :

$$\mathbf{TF}\left[V_0^2\sqrt{\pi}\sigma\exp\left(-\frac{\tau^2}{4\sigma^2}\right)\sigma_N^2\delta(\tau)\right] = V_0^2\sigma_N^2\sqrt{\pi}\sigma$$

$$\mathbf{TF}\left[\frac{V_0^2\sqrt{\pi}\sigma}{2}\exp\left(-\frac{\tau^2}{4\sigma^2}\right)\exp\left(-D_\phi|\tau|\right)\cos(\omega_0\tau)\right] = \ldots$$

Dans le cas de notre étude, seul le plancher de bruit nous intéresse comme nous l'avons explicité précédemment dans le chapitre II de ce manuscrit. De ce constat, l'établissement de l'expression analytique de la TF du terme $\widehat{R}_{p2}(\tau)$ n'est dès lors pas requis.

Exprimée de façon relative par rapport au maximum de la DSE de l'impulsion transposée en fréquence, nous obtenons finalement la valeur suivante pour le plancher de bruit de l'impulsion :

$$\mathrm{PNF}_{\text{Impulsion-SSB}}\,[\mathrm{dBr/Hz}] = \frac{2\sigma_N^2}{\sqrt{\pi}\sigma}$$

Cette page est laissée blanche intentionnellement.

Résumé

Titre : Architectures et Circuits dédiés aux Émetteurs Ultra Large Bande Bas Débit

Du fait d'une demande croissante du marché concernant les réseaux de capteurs sans-fil, le développement de nouvelles solutions radio devient nécessaire afin de répondre aux contraintes de coût, de consommation, de débits et de durée de vie de ces domaines d'applications émergents.
Associée à ce contexte applicatif, cette thèse propose dans un premier temps une présentation des fondamentaux de la technologie Ultra Large Bande (ULB) suivie par un statut sur la réglementation mondiale et le standard IEEE 802.15.4a ; un cahier des charges d'un émetteur impulsionnel est ainsi établi. Confronté à un état de l'art des générateurs d'impulsions, il met en lumière la nécessité de développer de nouveaux émetteurs, ce que nous proposons à travers une architecture basée autour d'un DAC RF différentiel fonctionnant à 4 GHz. Un principe novateur de génération de *bursts* compatibles avec le standard IEEE 802.15.4a est ensuite développé ; il permet de réduire la complexité globale de l'émetteur. Dans un second temps, l'architecture proposée est dimensionnée au niveau de ses blocs numériques et RFs puis son implémentation est effectuée dans la technologie ST CMOS 65 nm. Le principe fonctionnel de l'architecture du générateur est validé par la mesure du circuit qui affiche une efficacité de 38 pJ par impulsion pour une fréquence de répétition de 500 MHz et une puissance moyenne de sortie de 0 dBm.

Mots-clés : Réseau de capteurs sans-fil, Ultra Large Bande (ULB), Radio impulsionnelle, Bas débit, Émetteur, Générateur d'impulsions, Générateur de *bursts*, RF CMOS.

Abstract

Title : Architectures and Circuits dedicated to Ultra Wide Band Low Data Rate Transmitters

Because of an increasing market request concerning wireless sensor networks, the development of new radio solutions becomes mandatory in order to answer the requirements of these emergent applications in terms of cost, power consumption, data rates and battery lifespan.
Associated to that framework, this PhD thesis proposes in a first time an overview of UWB (Ultra Wide Band) technology fundamentals followed by a status on the worldwide regulation and the IEEE 802.15.4a standard ; a set of specifications about an impulse transmitter is thus established. Correlated to the state-of-the-art of pulse generators, it clarifies the need for developing new transmitters, which we propose through an architecture based around a differential RF DAC working at 4GHz. An innovative principle for burst generation compatible with the IEEE 802.15.4a standard is then developed ; it allows to reduce the transmitter overall complexity. In a second time, both digital and RF blocks of the proposed architecture are specified and designed in the ST CMOS 65nm process. The functional principle of the generator architecture is validated by circuit measurements which achieve an efficiency of 38 pJ per pulse for a pulse repetition frequency of 500 MHz and an output average power of 0 dBm.

Keywords : Wireless Sensor Network (WSN), Ultra Wideband (UWB), Impulse Radio (IR), Low Data Rate (LDR), Transmitter, Pulse Generator, Burst Generator, RF CMOS.

ESYCOM-ESIEE	STMicroelectronics
Cité Descartes BP99 – 2 bd Blaise Pascal	850 rue Jean Monnet
F-93162 NOISY-LE-GRAND Cedex	F-38926 CROLLES Cedex