AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

Ecole doctorale IAEM Lorraine

Conception d'un système de transmission ultra-large bande par impulsions orthogonales

THESE

Présentée et soutenue publiquement prévu le 21 Novembre 2014 à 10H

Pour l'obtention du

Doctorat de l'université de Lorraine

(Mention électronique)

Par

Mohamed TABAA

Rapporteurs	:	Prof. Ahmed BOURIDANE, Université de Northumbria, Newcastle, Royaume uni
		HDR-Dr. Emmanuel SIMEU, Université de Grenoble, France
Examinateurs	:	Prof. Fabrice MONTEIRO, Université de Lorraine, France
		Dr. Karim ALAMI, EMSI Casablanca, Maroc
Directeur de thèse	:	Prof. Abbas DANDACHE, Université de Lorraine, France
Co-directeur de thèse	:	Dr. Camille DIOU, Université de Lorraine, France

Laboratoire Conception Optimisation et Modélisation des Systèmes, équipe Architecture des Systèmes Embarqués et Capteurs intelligents

7, rue Marconi, Technopôle, 57070 Metz, France

Dédicace

A mes parents

A ma sœur

A la personne que j'aime

Remerciements

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à mes encadrants, M. Camille DIOU et M. Abbas DANDACHE, professeur à l'Université de Lorraine. Grâce à leur disponibilité, leurs conseils et la qualité de leur encadrement, ce travail de recherche a pu être élaboré. L'échange scientifique avec mes encadrants durant ces trois années de thèse a contribué à enrichir mon expérience personnelle et professionnelle.

Je tiens également à remercier M. Ahmed BOURIDANE, professeur à l'université Northumbria à Newcastle et M. Emmanuel SIMEU, docteur HDR à l'université de Grenoble de m'avoir fait l'honneur de rapporter mes travaux de recherches. Je remercie aussi M. Fabrice MONTEIRO, professeur à l'université de Lorraine et M. Karim ALAMI, directeur pédagogique de l'École Marocaine des Sciences de l'Ingénieur au Maroc d'avoir accepté de juger mon travail de recherche.

Je tiens à remercier les directeurs fondateurs de l'École Marocaine des Sciences de l'Ingénieur, Dr. Kamal Daissaoui, Dr. Jaouad Khayat, Dr. Zouhir Beneabbou et Dr. Fatmi Bargache pour leur disponibilité et leur contribution au développement de la recherche au Maroc via des collaborations d'enseignement et de recherche avec pour objectif la création de métiers d'avenir.

Je tiens à remercier toutes les personnes avec qui j'ai eu le plaisir de faire connaissance au sein du laboratoire LCOMS de l'université de Lorraine, et spécialement de l'équipe ASEC : Camel, Alaedine, Rita, Philippe, Loïc, Lucas, Sanaa, Frédéric, Wahida, Brahim, Ayoub, Khadija, Anas, Imane, Fati …

J'adresse un grand merci à mes collègues de l'EMSI pour les moments sympathiques, leurs encouragements et le cadre agréable que nous avons partagé ensemble au sein de l'établissement.

Enfin, je dédicace ce travail à toute ma famille, j'exprime ma reconnaissance à mon père exemplaire Moulay Rachid et à ma mère adorée Lala Zakia, ma petite sœur Oumaimatii, tous les membres de ma famille, ainsi que mes amis Julien (Soufiane), Mhammed, Kamal, Mourad, Simo, Adil, Yahya … Malgré les périodes critiques par lesquelles je suis passé, vous étiez toujours proches et présents pour m'aider et soutenir à surmonter toutes les difficultés.

Table des matières

Dédicace 3
Remerciements 5
Table des matières 7
Table des figures 11
Liste des tableaux 15
Avant-propos 17
Introduction 19
Chapitre 1 — Les systèmes communicants 23
I. Les réseaux de communication classiques 23
1. Les réseaux ad-hoc 23
2. Les réseaux de capteurs 24
3. La pile protocolaire 27
4. Les contraintes des réseaux de capteurs 28
5. Conclusion 31
II. Les réseaux corporels 31
1. Introduction 31
2. Normalisation du BAN 32
3. Les spécifications techniques des réseaux BAN 33
4. Les applications BAN 33
5. Les communications intra-corporelles 35
6. Modèles de canal pour les IBC 37
7. Conclusion 38
Chapitre 2 — Medium Access Control 39
I. L'accès multiple 39
1. TDMA 39
2. FDMA 40
3. WDM 41
4. CDMA 41
5. OFDM 42
6. WDMA 43
7. CSMA 44

8. Conclusion 44
II. Les protocoles MAC dédiés aux réseaux de capteurs 44
1. Les contrainte liées à la couche MAC 45
2. Protocoles basés sur le séquencement temporel 45
3. Protocoles basés sur la contention 47
4. Protocoles hybrides 49
5. Protocoles MAC ULB dans un contexte BAN 52
1.1. Protocole MAC basé sur les régions exclusives 52
1.2. U-MAC 52
1.3. DCC-MAC 53
III. Conclusion 53
Chapitre 3 — L'ultra-large bande (ULB) 55
I. Contexte actuel de l'ULB 55
II. Publication de la règlementation 56
1. Définition 56
2. Systèmes de communication ULB 56
3. Réglementation de l'ULB 56
III. Émission 57
1. Forme d'impulsion 58
IV. Transport des symboles dans le cas de l'ULB 60
1. Structure du TH-UWB 61
2. Notion de code de saut temporel 61
3. Codage des symboles TH-UWB 62
V. Canal 63
1. Présentation 63
2. Conclusion 65
VI. Récepteur 65
1. Réception cohérente 65
2. Réception non-cohérente 66
VII. Conclusion 68
Conclusion sur l'état de l'art 69
Chapitre 4 — Les impulsions orthogonales 71
I. Les polynômes orthogonaux 71
1. Principe 71
2. Théorèmes utiles et définitions 72
3. Quelques modèles des polynômes orthogonaux 73
4. Choix d'un polynôme générateur 78

II. Contribution concernant le polynôme d'Hermite 78
1. Principe 78
2. Émetteur basé sur l'impulsion d'Hermite 79
3. Étude de faisabilité du masque FCC 81
4. Modulation impulsionnelle basée sur l'impulsion Hermite 82
5. Canal 85
6. Récepteur 86
7. Conclusion : 88
Chapitre 5 — Les ondelettes 89
I. Historique 90
II. Les ondelettes : transformées continue et discrète 90
1. La transformée en ondelettes continue 90
2. Présentation temps-échelle 91
3. Transformée en ondelettes discrète 92
III. Analyse multirésolution et transformée en ondelettes orthogonale 92
1. Les espaces d'approximation et de détails 92
2. Transformée en ondelettes orthogonale 94
IV. Les bancs de filtres 95
1. L'algorithme d'analyse 95
2. L'algorithme de reconstruction 96
3. Structure globale 97
V. Paquets d'ondelettes 98
1. Les bases de la transformée en paquets d'ondelettes 99
2. Décomposition et reconstruction par paquets d'ondelettes 100
VI. Les formes d'impulsions ondelettes 101
1. Ondelette de Haar 101
2. Ondelettes de Daubechies 102
3. Coiflet 102
4. Symlet 103
5. Ondelettes de Meyer 103
6. Ondelettes biorthogonales 104
VII. Compatibilité des ondelettes 105
1. Comparaison entre différentes ondelettes 105
2. Comportement des ondelettes selon les données d'entrée 106
VIII. Conclusion 106
Chapitre 6 — Architecture d'émission- réception par transformée en ondelette 107
I. Introduction 107

II. Principe 108
III. Émission 109
1. Modes de fonctionnement 109
IV. Étude de l'implantation de l'IDWT et de la DWT 113
V. Les trains d'impulsions 115
VI. Compatibilité des impulsions avec les masque FCC 118
VII. Bandes de fréquences 120
1. Récepteur 121
VIII. Conclusion 128
Conclusion générale et perspectives 129
Références bibliographiques 131

Table des figures

Figure 1 : Topologie des réseaux de capteurs 24
Figure 2 : Domaines d'applications des réseaux de capteurs sans fils 26
Figure 3 : Pile protocolaire typique des réseaux de capteurs sans fil 28
Figure 4 : Différents scénarios des réseaux corporels [YAZ09] 32
Figure 5 : Réseaux corporels pour le domaine médical 34
Figure 6 : Réseaux corporels dans le domaine de sport 34
Figure 7 : Les différents types de la communication intra corporels 36
Figure 8 : Couplage capacitif 36
Figure 9 : Couplage galvanique 37
Figure 10 : Principe de fonctionnement du TDMA 40
Figure 11 : Architecture d'émetteur-récepteur selon le principe du FDMA 41
Figure 12 : Séparation des canaux dans le cas du FDMA 41
Figure 13 : Principe de fonctionnement du WDM 41
Figure 14 : Principe du CDMA 42
Figure 15 : Séparation des bandes de fréquence dans le cas de l'OFDM 43
Figure 16 : Récepteur dans le cas du WDMA [YIN14] 44
Figure 17 : Protocole TRAMA *(Traffic Adaptative Medium Access Control)* 46
Figure 18 : Protocole E-MAC *(Event MAC)* 46
Figure 19 : Problème de collision dans le protocole CSMA/CA 47
Figure 20 : Protocole S-MAC 47
Figure 21 : Protocole T-MAC (timeout MAC) 48
Figure 22 : Principe du LPL (*Low Power Listening*) 48
Figure 23 : Protocole WiseMAC *(Wireless sensor MAC)* 49
Figure 24 : Protocole Z-MAC *(ZebraMAC)* 50
Figure 25 : Protocole G-MAC *(Gateway MAC)* 51
Figure 26 : Principe du protocole *Funneling MAC* 51
Figure 27 : Exemple de super-trame du protocole *Funelling MAC* 51
Figure 28 : Protocole PSMA *(Preambule Sense Multiple Access)* 52
Figure 29 : Protocole MAC basé sur l'exclusion de régions 52
Figure 30 : Protocole U-MAC 53
Figure 31 : Masque FCC pour l'ULB *indoor* (en bleu) *outdoor* (en rouge) [DUB08] 57

Figure 32 : Masque FCC pour l'ULB adapté en Europe 57
Figure 33 : Forme d'impulsion gaussienne avec validation du spectre sur le masque FCC [DUB08] 59
Figure 34 : Modulation BPSK 59
Figure 35 : Modulation OOK 59
Figure 36 : Modulation PPM 60
Figure 37 : Modulations par forme de l'impulsion : PWM, PAM et PSM 60
Figure 38 : TH-UWB dans le cas de la PPM et de la PAM 61
Figure 39 : Codage par saut temporel 62
Figure 40 : Modèles de canaux Saleh-Valenzuela 64
Figure 41 : l'ensemble des canaux ULB issues des modèles CM1, CM2, CM3 et CM4 [DUB08] 64
Figure 42 : Principe du récepteur RAKE 66
Figure 43 : Récepteur à détecteur d'énergie 67
Figure 44 : Schéma de détecteur d'énergie analogique 67
Figure 45 : signal jaune représente l'impulsion monocycle et le signal bleu représente la détection d'énergie de l'impulsion 68
Figure 46 : Démonstrateur du détecteur d'énergie 68
Figure 47 : Forme des impulsions via le polynôme de Legendre 74
Figure 48 : Forme des impulsions via le polynôme Laguerre 75
Figure 49 : Formes d'impulsions obtenues par le polynôme Tchebychef 76
Figure 50 : Formes d'impulsions obtenues par le polynôme de Gegenbauer 76
Figure 51 : Les formes d'impulsions d'Hermite suivant plusieurs ordres 78
Figure 52 : Principe de l'architecture proposée 79
Figure 53 : Formes d'impulsions d'Hermite d'ordres 6, 7, 8 et 9 80
Figure 54 : Formes d'impulsions d'Hermite d'ordres 10, 11, 12 et 13 81
Figure 55 : Validation du spectre de l'impulsion d'ordre 10 dans le masque FCC 81
Figure 56 : Signal après modulation BPSK 82
Figure 57 : Signal après modulation OOK 83
Figure 58 : Signal après la modulation PPM 83
Figure 59 : Spectre du train d'impulsion dans le cas de la modulation OOK 84
Figure 60 : Spectre du train d'impulsion dans le cas de la modulation BPSK 84
Figure 61 : Spectre du train d'impulsion dans le cas de la modulation PPM 85
Figure 62 : Différents signaux pour différentes modulations sur un canal bruité 85
Figure 63 : Principe du récepteur corrélateur 86
Figure 64 : Corrélation du signal reçu après modulation BPSK 86
Figure 65 : Corrélation du signal reçu après modulation OOK 87
Figure 66 : Corrélation du signal reçu après modulation PPM 87

Figure 67 : Étude du BER de différentes modulations 88
Figure 68 : Pavage du plan temps-échelle 92
Figure 69 : Relation d'inclusion pour des sous-espaces fermés Vi 93
Figure 70 : illustration de sous espaces d'ondelettes 93
Figure 71 : Décomposition du bloque passe haut et passe bas 96
Figure 72 : Bloc de reconstruction à l'aide de filtres passe-haut et passe-bas 97
Figure 73 : Analyse et synthèse à l'échelle 3 par bancs de filtres 97
Figure 74 : Analyse en paquets d'ondelette 98
Figure 75 : Procédure de décomposition à l'échelle 4 par la transformée en paquets d'ondelettes discrète. H représente le filtre passe bas et G le filtre passe haut 98
Figure 76 : Décomposition par paquets d'ondelettes 100
Figure 77 : Reconstruction par paquets d'ondelettes 101
Figure 78 : Représentation de l'ondelette de Haar en temps et en fréquence [GAO11] 102
Figure 79 : Représentation d'ondelettes de Daubechies (2 et 4) en temps et en fréquence [GAO11] 102
Figure 80 : Représentation de Coiflets (2 et 4) en temps et en fréquence [GAO11] 103
Figure 81 : Représentation de symlets (2 et 4) en temps et en fréquence [GAO11] 103
Figure 82 : Représentation de l'ondelette de Meyer en temps et en fréquence [GAO11] 104
Figure 83 : Représentation d'une ondelette biorthogonale 2.4 en temps et en fréquence [GAO11] 104
Figure 84 : Comparaison entre différentes ondelettes : haar, db2, sym2, coif2 et rbio1.5 105
Figure 85 : Impact des séquences avec l'ondelette de Haar 106
Figure 86 : Principe de la hiérarchie de filtrage en sous bande utilisant l'IDWPT en émission et la DWPT en réception 108
Figure 87 : Architecture d'émetteur et de récepteur sous Simulink 109
Figure 88 : Mode parallèle 111
Figure 89 : Mode série 112
Figure 90 : Activation des entrées 4 et 10 dans le mode série 112
Figure 91 : architecture de réseau en mode série 113
Figure 92 : Architecture niveau 1 114
Figure 93 : Exemple de trains d'impulsions au niveau 4 pour les entrées 1,2,3 et 4, ondelette Daubechies 2 116
Figure 94 : Exemple de trains d'impulsions au niveau 4 pour les entrées 5,6,7 et 8, ondelette Daubechies 2 116
Figure 95 Exemple de trains d'impulsions au niveau 4 pour les entrées 9,10,11 et 12, ondelette Daubechies 2 117
Figure 96 Exemple de trains d'impulsions au niveau 4 pour les entrées 13,14, 15 et 16, ondelette Daubechies 2 117
Figure 97 : Impulsion d'entrée activée 1 et validation du masque FCC 118
Figure 98 : Impulsion d'entrée activée 2 et validation du masque FCC 119

Figure 99 : Impulsion d'entrée activée 4 et validation du masque FCC 119
Figure 100 : Impulsion d'entrée activée 6 et validation du masque FCC 119
Figure 101 : Impulsion d'entrée activée 10 et validation du masque FCC 120
Figure 102 : Impulsion d'entrée activée 15 et validation du masque FCC 120
Figure 103 : Impulsion d'entrée activée 16 et validation du masque FCC 120
Figure 104 : PSD de l'ensemble des utilisateurs avec validation sur le masque FCC 121
Figure 105 : Forme du signal reçue après la sommation de l'ensemble des signaux par le canal 122
Figure 106 : Récepteur reposant sur une structure DWT à l'échelle 4 avec prise de décision 122
Figure 107 : Donnée et train d'impulsion correspondant à l'échelle 4 utilisateur 1..... 124
Figure 108 : Donnée et train d'impulsion correspondant à l'échelle 4 utilisateur 6..... 125
Figure 109 : Donnée et train d'impulsion correspondant à l'échelle 4 utilisateur 9..... 125
Figure 110 : Donnée et train d'impulsion correspondant à l'échelle 4 utilisateur 12..... 125
Figure 111 : donnée et train d'impulsion correspondant à l'échelle 4 utilisateur 16..... 126
Figure 112 : Le signal reçu utilisateur 1 en haut sans prise de décision et en bas avec prise de décision..... 126
Figure 113 : Le signal reçu utilisateur 6 en haut sans prise de décision et en bas avec prise de décision..... 127
Figure 114 : Le signal reçu utilisateur 9 en haut sans prise de décision et en bas avec prise de décision..... 127
Figure 115 : le signal reçu utilisateur 12 en haut sans prise de décision et en bas avec prise de décision..... 127
Figure 116 : Le signal reçu utilisateur 16 en haut sans prise de décision et en bas avec prise de décision..... 128

Liste des tableaux

Tableau 1 : Caractéristiques des réseaux de capteurs..... 26
Tableau 2 : Description du système en couche pour les réseaux de capteurs 27
Tableau 3 : Les différents positions et caractéristiques des réseaux corporels 32
Tableau 4 caractéristiques des canaux ULB..... 64
Tableau 5 : Coefficients DWT et IDWT des ondelettes 104
Tableau 6 les paramètres de l'architecture dans le cas du mode parallèle..... 123

Avant-propos

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'une collaboration d'enseignement et de recherche entre l'Université de Lorraine et l'École Marocaine des Sciences de l'Ingénieur (EMSI) de Casablanca, Maroc, sous la direction du professeur Abbas DANDACHE et codirection du Dr Camille DIOU.

La thèse est financé principalement par l'EMSI et rentre dans le cadre de cette collaboration qui vise un accompagnement de l'EMSI pour le développement de l'activité de recherche en conception des systèmes électroniques ainsi que dans un projet de recherche interne à l'EMSI avec pour objectif la création d'un pôle de recherche.

Par cette collaboration, nous avons pu développer un savoir-faire commun entre les équipes de Metz et de Casablanca, notamment dans le domaine des réseaux de capteurs par radio impulsionnelle exploitant la technologie ULB-RI. Dans le cadre de cette collaboration a pu être menée l'organisation d'évènements sur la recherche tels que la première édition de la Journée Doctorale des Sciences de l'Ingénieur (JDSI14) avec une participation forte de l'université de Lorraine.

Cette collaboration permet également une participation des acteurs concernés au programme d'enseignement de l'EMSI, ce qui permet de développer le lien entre enseignement et recherche par les formations, par les stages de recherche, et par la préparation des futurs lauréats de l'EMSI à intégrer le monde de la recherche.

Introduction

Aujourd'hui, les systèmes de communication numériques revêtent une importance considérable dans de nombreux domaines et représentent un point de convergence des recherches scientifiques au niveau mondial. Ces systèmes de communication sont l'objet de nombreuses innovations notamment dans les télécommunications mobiles (3G, 4G, et 5G aujourd'hui), les transmissions satellitaires (normes DVB), et les réseaux de capteurs sous plusieurs formes et dans plusieurs domaines.

Généralement, les réseaux de capteurs se composent d'un ensemble d'entités qui portent le nom de « nœuds », ces derniers étant caractérisés par leur intelligence limitée, leur faible consommation d'énergie et leur capacité à traiter plusieurs données liées à plusieurs entités. Ces systèmes de communication ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche et sont utilisés dans plusieurs domaines comme l'industrie, la surveillance, le militaire, ou le médical. Le déploiement de ce type de réseaux nécessite une étude globale du nombre d'utilisateurs mais aussi de la finalité de l'application, ce qui se traduit par un déploiement dépendant fortement du besoin de l'application.

Une nouvelle orientation se dessine actuellement et cible les réseaux corporels qui trouvent un intérêt croissant dans les applications médicales et paramédicales, sportives, ou multimédia. Ce type de réseaux, qui constitue un cas particulier des réseaux *ad-hoc*, est plus connu par l'acronyme BAN (*Body Area Network*), et ne nécessite souvent qu'une transmission à faible débit et de courte portée. La particularité essentielle des réseaux BAN consiste en la nature complexe et variable du canal de transmission. Selon le type de transmission – intra ou extra-corporelle – le modèle de canal correspondant peut être de nature totalement différente, et la topologie du réseau changeante.

Plusieurs contraintes peuvent cependant influer sur leur bon fonctionnement, en particulier la consommation d'énergie qui constitue un défi majeur dans ce domaine. Aborder la problématique de la gestion d'énergie nous amène à identifier la partie du système amenée à être la plus consommatrice et qui est souvent liée à l'interface radio et à l'accès au canal. Cet accès au canal est géré par la couche MAC, qui est aujourd'hui au cœur des activités de recherche portant sur les systèmes de communication numériques, qu'ils soient haut ou bas débit. À l'émission, un codage de l'information est nécessaire pour assurer l'accès multiple au canal, ce qui donne naissance à des techniques de multiplexage par le temps, par le code, par la fréquence, ou par l'impulsion. Tous ces aspects sont gérés par des protocoles de couche MAC et visent à garantir une bonne gestion de l'accès au canal. De nombreux protocoles dédiés aux réseaux de capteurs ont été proposés dans la littérature, classés suivant le besoin mais aussi la finalité de l'utilisation.

Dans ce contexte particulièrement complexe, l'information échangée doit être analysée, et notamment le mode de représentation des données qui doit prendre en considération les contraintes liées à l'échange qui doit être efficace en termes énergétiques. Ces dernières années ont été marquées par le développement de techniques dites impulsionnelles pour lesquelles des impulsions représentent les données à échanger. Par définition, une impulsion est une information de courte durée représentée généralement par une forme d'onde d'au plus quelques nanosecondes et capable de transporter une information. Plusieurs travaux ont été consacrés à la génération des formes d'impulsions, la plus couramment rencontrée étant le monocycle gaussien. D'autres formes d'ondes plus complexes ont fait l'objet de travaux dans le domaine des transmissions large bande, notamment les polynômes orthogonaux et les ondelettes.

Depuis sa standardisation en 2002 par la FCC (*Federal Communications Commission*), l'ultralarge bande (ULB) suscite un intérêt grandissant dans le domaine des systèmes de transmission haut débit. Parmi les dispositifs de communication ULB, les technologies impulsionnelles constituent une technique prometteuse : la transmission des impulsions est effectuée en bande de base, ce qui

nécessite des techniques adaptées de modulation des impulsions ou de codage des trains d'impulsions pour assurer la représentation des données.

Dans ce travail de recherche, nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la conception de systèmes d'émission et de réception impulsionnels. Notre objectif principal consiste à proposer une chaîne de communication numérique capable d'assurer une communication fiable entre les différentes entités d'un réseau BAN, et plus spécifiquement pour des communications intracorporelles (IBC, *Intra Body Communications*). Utiliser une impulsion comme porteuse de l'information nous semble en effet une technique particulièrement adaptée aux contraintes que présentent les modèles de canaux sur lesquels reposent ces réseaux (affaiblissements sélectifs en fréquences, chemins de propagation multi-trajets, etc.).

L'architecture de l'interface réseau des nœuds dédiés à des réseaux de capteurs utilisant les techniques impulsionnelles nécessite une étude particulière des différents éléments composant le système. Ce type d'architecture nécessite en premier lieu un système générateur d'impulsions capable de produire des formes d'impulsion de l'ordre de la nanoseconde et compatibles avec les bandes de fréquences allouées aux systèmes ultralarge bande. Les techniques de modulation et de codage qui pourront être mises en œuvre dépendent de la forme des impulsions générées. Les techniques telles que l'OOK, la BPSK, la PPM ou la PSM doivent être analysées afin de trouver un bon compromis entre la simplicité de génération et d'émission de l'impulsion et la facilité de réception.

Le canal de transmission est également un élément essentiel de la chaine de transmission. Si l'objectif à long terme de ce travail concerne des modèles de canaux plus évolués dédiés aux IBC, nous avons souhaité dans un premier temps valider le principe sur un canal AWGN avec bruit blanc additif. Nous avons fait varier le rapport signal sur bruit (SNR, *Signal to Noise Ratio*) pour mesurer l'impact du bruit sur la capacité du système à détecter et à reconnaître les trains d'impulsion. Valider le fonctionnement du système proposé sur un tel canal permettra ensuite d'envisager de nombreuses perspectives d'évolution du système.

Dans ce contexte, notre contribution porte sur deux types d'architectures d'émetteurs et de récepteurs. La première architecture repose sur des impulsions orthogonales d'Hermite et une attribution de formes d'impulsions différentes à chaque utilisateur. Le récepteur exploite une architecture de corrélation pour la reconnaissance des impulsions et l'identification de l'émetteur. La seconde architecture met quant à elle en œuvre la transformée en paquets d'ondelettes. Selon une méthodologie semblable à l'OFDM qui repose sur l'IFFT à l'émission et la FFT à la réception, mais avec un objectif différent, nous nous sommes intéressés à l'utilisation du couple IDWT-DWT pour l'émission-réception des impulsions. L'utilisation de ces techniques permet d'envisager simplement deux modes de fonctionnement selon le type de transmission souhaité : mono-utilisateur et haut débit ou multi-utilisateurs à débit réduit.

Ce rapport est composé de six chapitres décrits ci-dessous :

Dans le chapitre 1 nous présentons les aspects essentiels des systèmes communicants, et plus particulièrement des réseaux de capteurs ad-hoc qui revêtent un intérêt important dans le cadre de ce travail. Ce type de réseaux en pleine expansion est notamment mis en œuvre dans les réseaux corporels, plus connus sous l'acronyme BAN (*Body Area Network*). Ces réseaux fortement contraints nécessitent notamment un choix judicieux de techniques qui prennent en considération la consommation d'énergie.

Le chapitre 2 a pour objet l'état de l'art sur les couches MAC dédiées aux réseaux de capteurs. La couche MAC assure la gestion de l'accès au canal de transmission. Or, cet accès au canal représente une part importante de la consommation d'énergie de ces systèmes, et nécessite qu'un intérêt particulier lui soit porté. La première partie de ce chapitre rappelle l'ensemble des différentes méthodes d'accès multiple existantes, alors qu'un état de l'art plus spécifique des protocoles de couche MAC dédiés aux réseaux de capteurs fait l'objet de la deuxième partie.

Le chapitre 3 présente une étude de la technologie ultralarge bande (ULB), et notamment de l'ultralarge bande par radio impulsionnelle (ULB-RI). Cette technique a été standardisée en 2002 et de nombreux aspects des systèmes ULB-RI ont fait l'objet de travaux de recherche portant notamment

sur la forme des impulsions, les modèles de modulation proposés, et les techniques de réception des impulsions. Ce chapitre parcourt l'ensemble de la technologie ULB en détaillant les différentes techniques mises en œuvre.

Le chapitre 4 présente dans un premier temps le formalisme mathématique lié à la génération de formes d'impulsions orthogonales. Différents polynômes orthogonaux générateurs y sont étudiés pour aboutir au choix des polynômes d'Hermite. Dans la deuxième partie nous présentons notre contribution sur la conception fonctionnelle d'une architecture de génération d'impulsions d'Hermite et de l'architecture de réception basée sur un corrélateur. Dans un premier temps, nous avons généré plusieurs formes d'impulsions orthogonales entre elles, l'étape suivante consistant en l'attribution des impulsions aux utilisateurs et en la génération des trains d'impulsions via les techniques de modulation d'impulsions. Le récepteur dans ce cas est présenté sous la forme d'un simple corrélateur permettant une discrimination de la forme d'impulsion.

Le chapitre 5 présente une étude de la transformée en ondelettes. L'objectif est ici d'exploiter dans le domaine de la radio impulsionnelle, plus particulièrement pour les réseaux de capteurs, les caractéristiques des ondelettes afin de les utiliser comme support de l'information. Nous parcourrons donc l'état de l'art de cette technique en nous attachant plus particulièrement aux aspects architecturaux, notamment aux structures de décomposition et de reconstruction du signal. Les aspects liés à l'analyse multirésolution seront également traités. Enfin, une étude de faisabilité relative aux différentes familles d'ondelettes sera présentée afin de justifier le choix de l'ondelette utilisée dans notre chaine de transmission impulsionnelle.

Notre contribution concernant la mise en œuvre de la transformée en ondelette sera l'objet du chapitre 6. Nous y présentons le concept architectural de la chaîne de transmission proposée, afin de l'adapter au contexte des réseaux de capteurs. L'étude faite dans ce chapitre vise à la fois l'émetteur et le récepteur, le canal utilisé étant un canal AWGN avec bruit blanc additif. L'architecture proposée repose sur l'IDWT (*Inverse Discrete Wavelet Transform*) à l'émission et sur la DWT (*Discrete Wavelet Transform*) à la réception. Selon la nature des échanges, deux modes de fonctionnement mono et multi-utilisateurs sont proposés. Enfin, l'étude de l'architecture matérielle de l'émetteur et du récepteur sera présentée.

Chapitre 1 — Les systèmes communicants

Les systèmes communicants sont composés d'un ensemble de petites entités à faible coût appelées nœuds ou plus simplement « capteurs » dans le domaine des réseaux de capteurs. Leurs caractéristiques principales sont des ressources limitées, tant du point de vue énergétique qu'en capacité de calcul, des communications de longue ou courte durée, et plusieurs domaines d'application. Chaque entité est composée d'un capteur ou d'un actionneur et d'une interface réseau sans fil. Chaque nœud est dédié à une tâche bien spécifique comme par exemple les mesures de température, de pression, la détection de présence, la collecte d'informations sur le corps humain… L'information produite par le capteur est transmise après un éventuel traitement interne à l'interface réseau du nœud qui la communique via le réseau à une unité de surveillance ou de contrôle [AKY02, BIS09 & LEW04]. Le déploiement des capteurs dépend de la finalité de l'application. Il peut être complètement aléatoire, comme par exemple dans le cas de la surveillance de sites naturels où le nombre de capteurs est potentiellement de plusieurs milliers ; il sera au contraire beaucoup plus précis comme dans le suivi d'une activité industrielle où le nombre de capteurs est de l'ordre de quelques centaines ; enfin, le déploiement peut être adapté selon le besoin de l'application, comme dans le cas du suivi médical où le nombre capteurs installés sur le corps est de l'ordre quelque dizaines [SOH07, KRI08]. Dans ce chapitre, nous abordons les différents types des systèmes communicants, notamment les réseaux de capteurs sans fils. Un intérêt particulier sera porté sur les réseaux corporels qui constituent l'objectif principal de ce travail de recherche.

I. Les réseaux de communication classiques

1. Les réseaux ad-hoc

À l'heure actuelle, plusieurs systèmes utilisent le modèle cellulaire des réseaux sans fil [KRI08]. Leur inconvénient majeur est qu'ils requièrent une importante infrastructure fixe qui peut être soumise à des risques de destruction dans certaines applications comme le domaine militaire où la capacité à se reconfigurer et à demeurer opérationnels reste un objectif fondamental [AKY02]. La contrepartie des réseaux cellulaires sont les réseaux mobiles *ad-hoc* qui sont apparus pour pallier ce type de désagréments, car ils présentent la particularité de ne pas nécessiter une architecture définie au préalable [SAM08].

1.1. Définition

Un réseau mobile *ad-hoc*, appelé généralement *MANET (Mobile Ad-hoc Network)* [TAV06], consiste en une grande population, relativement dense, d'unités mobiles qui se déplacent dans un territoire quelconque et dont le seul moyen de communication est l'utilisation des interfaces sans fil, sans faire appel à une infrastructure préexistante ou une administration centralisée. Les nœuds de ce type de réseau peuvent servir de routeurs et de serveurs fonctionnant sur le principe de pair-à-pair (P2P, *Peer to Peer).* La figure 1 présente les différents types de topologies classiques utilisées dans les réseaux de capteurs.

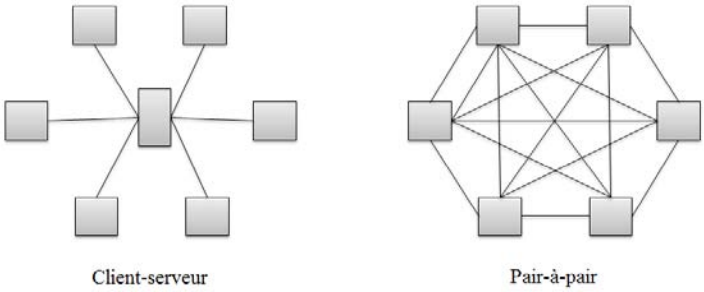


Figure 1 : Topologie des réseaux de capteurs

La particularité de ces réseaux tient dans le fait que la défaillance d'un nœud ne met pas en péril l'accès aux différentes ressources dans le cas du réseau pair-à-pair, contrairement à un réseau client-serveur où la donnée est fournie par le serveur. Dans le modèle client-serveur, en cas de défaillance du serveur le réseau sera bloqué et les nœuds seront inaccessibles. Aujourd'hui ce type de réseau est mis en œuvre dans de nombreuses applications comme les opérations de secours, les incendies, les tremblements de terre, les missions d'exploration, les réseaux de communication, ou plus généralement les applications de surveillance d'une zone définie (forêt, bâtiment, corps humain, etc.) [SAA08 & KRI08].

1.2. Caractéristiques des réseaux ad-hoc

En plus des caractéristiques de base des réseaux de capteurs sans fils [BEY09], par nature les réseaux *ad-hoc* sont caractérisés par :

- **une architecture décentralisée** qui fait référence à un système autonome sans contrôle extérieur pour centraliser les informations. Par conséquent, les nœuds interagissent, analysent et traitent les données sans faire appel à d'autres éléments extérieurs ;
- **son auto-organisation** par laquelle les nœuds collectent automatiquement et d'une manière autonome les différents paramètres leur permettant de s'intégrer dans l'environnement et de s'auto-configurer pour devenir fonctionnels ;
- **sa sécurité** rendue nécessaire par l'absence d'infrastructure fixe qui pénalise l'ensemble du réseau dans la mesure où il faut faire abstraction de toute entité centrale de gestion pour l'accès aux ressources [SAM08]. Cela signifie que la sécurité dans les réseaux *ad-hoc* est plus difficile à assurer. En effet, les nœuds d'un réseau *ad-hoc* assurent la fonction de reconfiguration contrairement à un réseau avec infrastructure fixe où la gestion des échanges ne se fait qu'entre le nœud et la station suivant une relation de confiance entre les deux entités. Dans les réseaux *ad-hoc*, cette gestion de confiance mutuelle se fait sur l'ensemble des nœuds. Par ailleurs, les nœuds *ad-hoc* étant fortement mobiles, leur sécurité physique est moins assurée que pour un poste fixe et dans ce cas leur valeur peut être d'une importance non négligeable.

2. Les réseaux de capteurs

Les réseaux de capteurs sans fil ou WSN (*Wireless Sensor Network*), sont considérés comme un type particulier de réseaux *ad-hoc* par le fait que les nœuds sont des capteurs intelligents [HU13]. Ils se composent d'un ensemble de capteurs capables de communiquer entre eux à l'aide des liens radio et dont l'objectif est de partager l'information et de permettre le traitement coopératif. Les capteurs échangent des informations de l'environnement pour construire une information globale sur la région contrôlée. Cette région est rendue accessible à l'utilisateur de l'extérieur via une passerelle. Les données collectées par les capteurs peuvent subir deux types d'opérations : leur acheminement vers une station de base dite « coordinateur » ou leur traitement local.

Du fait des recherches qui leur sont consacrées dans le domaine des techniques sans fil, les réseaux de capteurs sans fil viennent en soutien de l'environnement, de l'industrie, et de plus en plus souvent de la santé [YUC10]. Depuis quelques années, le besoin d'observer et de contrôler des

phénomènes physiques tels que température ou la pression devient essentiel pour de nombreuses applications scientifiques et industrielles.

2.1. Domaines d'applications des réseaux de capteurs sans fil

L'évolution de leurs caractéristiques permettent aux réseaux de capteurs de se développer dans les domaines d'application évoqués : la miniaturisation des capteurs, un coût de développement et de fabrication de plus en plus faible, le support de communications sans fil, ainsi que la disponibilité d'une large gamme de modules capteurs. Les réseaux de capteurs démontrent toute leur efficacité lorsqu'il s'agit de collecter et de traiter les informations provenant de l'environnement [SOH07, AKY02, BIS09 & LEW04].

Les applications militaires

Un déploiement rapide, fiable, et un coût maîtrisé sont les caractéristiques qui rendent les réseaux de capteurs sans fil adaptés aux applications militaires. Plusieurs projets ont été créés pour aider les unités militaires sur le champ de batailles, ainsi que pour protéger les villes contre les attaques. Parmi les projets déjà lancés nous pouvons citer le projet DSN (*Distributed Sensor Network*) au DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*) qui fut initié au cours des années 80 pour rassembler les données distribuées [DSN86], ou le projet WATS (*Wide Area Tracking System*) qui est un détecteur de rayons gamma et de neutrons pour les dispositifs nucléaires [WEL99].

Les applications de surveillance

L'utilisation des réseaux de capteurs sans fil dans la sécurité peut diminuer de manière directe les dépenses financières qui visent le renforcement de la sécurité des lieux et des êtres humains. Le déploiement de réseaux de capteurs pour la détection de mouvements peut constituer un système d'alarme pour la détection des intrusions. L'intégration des capteurs dans les ouvrages d'art (ponts, bâtiments) aidera à détecter les fissures et les altérations suite à un séisme par exemple [WON05].

Les applications environnementales

La surveillance et le contrôle de l'environnement par les réseaux des capteurs sans fil a donné naissance à de nombreuses applications. À titre d'exemple, des thermo-capteurs dans une forêt permettent de détecter un départ de feu, et par la suite de faciliter la lutte contre sa propagation, des capteurs chimiques en environnement urbain permettent de détecter la pollution atmosphérique [COR10].

Les applications domestiques

On peut aujourd'hui intégrer des systèmes embarqués communicants dans la plupart des appareils électroménagers, tels que les aspirateurs, les fours à micro-ondes, les réfrigérateurs, les magnétoscopes numériques, etc. Ces dispositifs peuvent ainsi communiquer entre eux et avec un réseau externe pour permettre à l'utilisateur de contrôler les appareils domestiques localement ou à distance. C'est plus généralement tout le domaine de la domotique ou de l'immotique qui est concerné et qui constitue une cible de choix pour la mise en œuvre des réseaux de capteurs [HUI13].

Les applications commerciales

Dans le but d'optimiser la gestion des stocks et des livraisons, notamment, il est très utile d'intégrer des capteurs au processus de stockage et livraison. Le réseau formé pourra être utilisé pour connaitre la position ainsi que la destination d'un paquet. Cela permet par exemple à un client qui attend la réception d'un produit de suivre la livraison de sa commande en direct. Cela autorise surtout, au sein des entrepôts, la localisation des produits en temps réel et permet un gain de temps conséquent dans le traitement des commandes et lors des inventaires [GUT06].

Les applications médicales

Dans le domaine de la médecine, les réseaux de capteurs peuvent être utilisés pour garantir une surveillance permanente des organes vitaux de l'être humain via des micro-capteurs qui peuvent être

avalés, implantés ou plus simplement disposés sur la peau. Ils servent aussi au diagnostic de certaines maladies à l'aide de mesures physiologiques telles que la pulsation cardiaque, la tension artérielle ou la température, via des capteurs ayant chacun une tâche bien déterminée [MEB12]. Dans ce travail de recherche nous nous focaliserons plus particulièrement sur ce type d'applications, tout en appréhendant notre démarche de conception dans l'objectif de permettre son adaptation à d'autres domaines d'application. Nous reviendrons plus en détail sur ces applications dans la deuxième partie de ce chapitre qui sera consacrée à ces nouveaux types de réseaux portant le nom de « réseaux corporels » ou BAN (*Body Area Network*s) [YUC10].



Figure 2 : Domaines d'applications des réseaux de capteurs sans fils

2.2. Caractéristiques des réseaux de capteurs

Les contraintes et caractéristiques des réseaux de capteurs sans fil en font des systèmes communicants à part qui nécessitent une démarche de conception et de développement spécifique. La difficulté principale réside dans le fait que beaucoup des besoins associés aux réseaux de capteurs présentent une forte dépendance à l'application, et sont donc potentiellement extrêmement variable d'un réseau à l'autre. Dans le tableau 1, nous présentons les notions ainsi que les caractéristiques liées aux réseaux de capteurs. Les besoins liés à ces contraintes seront détaillés plus loin, dans la section 4 de ce même chapitre.

Tableau 1 : Caractéristiques des réseaux de capteurs

Notions	Description
Absence d'infrastructure	Les réseaux de capteurs se distinguent des autres réseaux par l'absence d'infrastructure préexistante et de toute forme d'administration centralisée.
Taille importante	Le nombre de capteurs dans un réseau peut atteindre les milliers de nœuds.
Topologie dynamique	L'attachement des capteurs à des objets mobiles qui se déplacent d'une façon libre et arbitraire rend la topologie du réseau changeante.
Interférences	Deux transmissions simultanées sur la même fréquence ou sur des fréquences proches peuvent interférer.
Bande passante limitée	Les réseaux de capteurs sans fil utilisent un médium partagé. La bande passante réservée aux nœuds est d'autant plus limitée que leur nombre est important.
Consommation d'énergie	Cette caractéristique critique des réseaux de capteurs sans fil est due au fait que chaque capteur possède des ressources énergétiques généralement limitées.

3. La pile protocolaire

La pile protocolaire des réseaux de capteurs sans fil est naturellement adaptée pour tenir compte des spécificités de ce type de réseau. Elle prend en charge la problématique de la consommation d'énergie, intègre le traitement des données transmises dans les protocoles de routage, et facilite la coopération entre les capteurs. Elle est composée des couches application, transport, réseau, liaison de données, physique, ainsi que de trois niveaux — ou plans — à savoir le niveau de gestion d'énergie, le niveau de gestion des tâches et le de niveau gestion de la mobilité.

3.1. Plan de gestion de l'énergie

L'objectif principal à ce niveau consiste à gérer l'énergie consommée par les capteurs. Un capteur peut par exemple éteindre son interface de réception dès qu'il reçoit un message d'un nœud voisin afin d'éviter la réception des messages dupliqués ou de limiter l'écoute inutile générée par la couche MAC. Ainsi, si le nœud possède un niveau d'énergie faible, il peut signaler aux autres participants au réseau le fait qu'il ne participe plus aux tâches de routage, pour consacrer le reste de son énergie au captage [SAA08].

3.2. Plan de gestion de la mobilité

Ce niveau assure la détection et l'enregistrement de tous les mouvements des nœuds, afin de garder une trace de la route vers l'utilisateur final, et de conserver une cartographie à jour des nœuds voisins. Ceci est nécessaire pour équilibrer l'exécution des tâches et la consommation d'énergie [EKI06].

3.3. Plan de gestion des tâches

Lors d'une opération de captage dans une zone géographique donnée, les nœuds composant le réseau ne doivent pas obligatoirement travailler avec le même rythme. Cela dépend de plusieurs paramètres tels que la nature du capteur, le niveau d'énergie et la zone dans laquelle il a été déployé. À cette fin, ce niveau d'équilibrage et de distribution des tâches sur les différents nœuds a pour but d'assurer un travail coopératif et efficace [MA10].

3.4. Système en couche

La plupart du temps, les réseaux de capteurs sont modélisés selon le modèle en couches OSI (*Open System Interconnection*). De ce modèle, cinq couches concernent particulièrement les réseaux de capteurs.

Tableau 2 : Description du système en couche pour les réseaux de capteurs

Couche	Description
Application	Cette couche permet un interfaçage avec les applications, c'est le niveau le plus proche des utilisateurs.
Transport	Elle est chargée du transport des données, en passant par plusieurs étapes : le découpage en paquets, le contrôle de flux, la conservation de l'ordre des paquets et la gestion des erreurs de transmission.
Réseau	Elle permet de gérer l'acheminement de données via le réseau et intègre notamment le protocole de routage.
Liaison de données	Cette couche assure plusieurs fonctionnalités à savoir : – Elle spécifie comment les données sont expédiées entre deux nœuds ; – Elle est responsable du multiplexage des données, du contrôle d'erreurs, et de l'accès au canal ; – Elle assure une liaison point à point ou point à multipoint ; – Elle se décompose en une couche « lien logique » qui fournit une interface entre la couche liaison et la couche réseau, et en une couche « accès au médium » qui contrôle la radio.
Physique	Elle précise les spécifications matérielles de la communication, qu'elle soit filaire (câblage, connecteur…) ou, en ce qui concerne les réseaux de capteurs, sans fil (fréquences porteuses, modulation, etc.). Cette couche doit de plus assurer des techniques d'émission, de réception et de modulation de données de manière robuste.

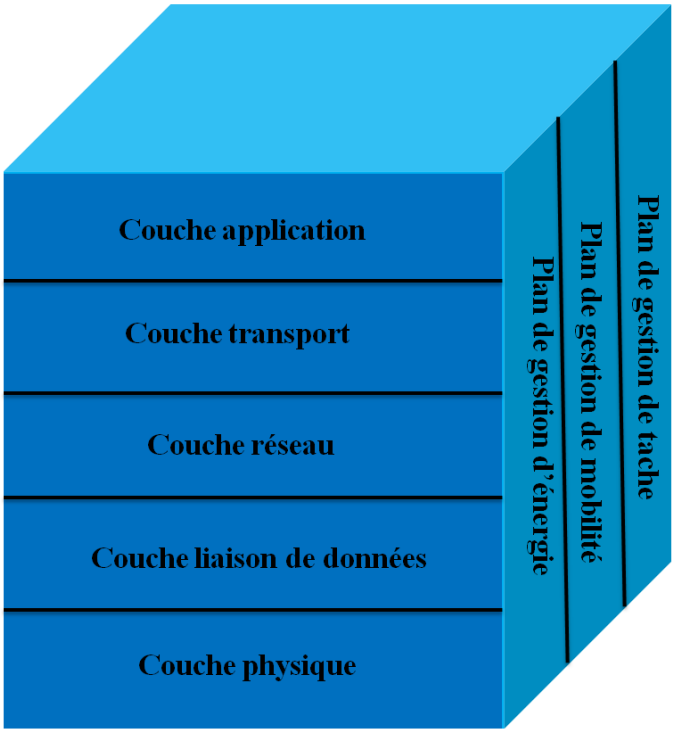


Figure 3 : Pile protocolaire typique des réseaux de capteurs sans fil

Dans ce travail de recherche, nous nous intéresserons plus particulièrement aux couches basses (couches physique et liaison de données). Nous nous focaliserons sur une méthode de modulation complexe mais robuste qui repose sur la modulation de forme d'impulsion. Nous reviendrons beaucoup plus en détails sur cet aspect plus loin dans ce document.

4. Les contraintes des réseaux de capteurs

Avec le développement technologique de la dernière décennie, les orientations en matière de systèmes électroniques vont aujourd'hui vers des systèmes embarqués qui soient de plus en plus communicants. Ceci est aujourd'hui rendu possible par la puissance de calcul offerte par les composants implantés et notamment les processeurs, mais aussi par l'utilisation et la banalisation des connections à Internet [KRI08 & HU13]. Il faut aussi noter l'augmentation des performances des méthodes de communication sans fil pour les systèmes embarqués, et notamment les réseaux de capteurs, au détriment des communications filaires, ce qui permet de limiter le câblage et de faciliter la mise en place des unités des réseaux. De nombreuses normes ont vu le jour, sur le modèle du Wi-Fi (IEEE 802.11) et notamment toutes les technologies liées à la norme IEEE 802.15 [IEEE802.15]. Ces normes ont suscité un intérêt important pour la communication et favorisé le déploiement de réseaux de capteurs dans de nombreux domaines, comme vu précédemment (domotique, militaire, médical, etc.). Les réseaux de capteurs sans fil se composent d'un ensemble d'entités portant le nom de « capteurs » ou « capteurs intelligents », constitués de systèmes embarqués à part entière installés dans un environnement souvent hostile, et interconnectés via une connexion sans fil pour former un réseau autonome avec une durée de vie la plus longue possible. Ceci implique que l'optimisation de ces systèmes nécessite une maitrise parfaite des notions essentielles des architectures de communication. Nous abordons ici les besoins et contraintes de base liées aux réseaux de capteurs sans fil.

4.1. Système autonome

Un réseau de capteurs est considéré comme étant un cas particulier de réseau *ad-hoc* composé généralement d'un ensemble de nœuds capteurs déployés dans un environnement hostile distant et qui constituent un ensemble d'éléments qui présentent une base importante en termes de ressources, et où

la maintenance par l'être humain est difficile voire impossible. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre un mode de gestion autonome capable d'assurer à ces systèmes la possibilité de s'autogérer avec ou sans intervention humaine. Cette contrainte d'autogestion constitue l'une des contraintes d'implantation les plus fortes de la qualité de service et des fonctions de gestion intégrées aux réseaux de capteurs sans fil. Il faut attirer l'attention sur le fait que les coûts de maintenance ainsi que la durée de vie limités de ces systèmes constituent des freins à leur expansion. Il est donc nécessaire de doter ces réseaux d'une gestion évoluée avec pour objectif de maximiser leur durée de vie. Le développement des approches de gestion automatisée des réseaux *ad-hoc* dans des domaines divers est devenu un enjeu pour le déploiement de cette technologie à large échelle. Les systèmes autonomes peuvent ainsi être définis en fonction de quatre contraintes.

a) Autonomie

L'idée principale des systèmes autonomes pour les réseaux de capteurs est la création d'une entité qui sache s'autogérer sans intervention d'une entité tierce afin de résoudre la complexité croissante et de limiter les coûts de gestion devenus excessifs. Cette autonomie est inspirée de ce qui existe dans les systèmes biologiques et plus précisément dans le système nerveux ; ce dernier est responsable de la régulation des battements des cœurs, du débit de notre respiration, mais aussi d'autres fonctions vitales. L'autogestion nécessite une étude de l'environnement afin de pourvoir tirer les informations nécessaires comme par exemple la nature de l'information captée, la taille réduite des capteurs et leur utilisation dans un environnement hostile. Généralement, une bonne gestion de ce type de réseau se base sur les critères suivants : autoconfiguration, autoréparation, autoprotection et auto-optimisation.

b) Autoconfiguration

La configuration est étroitement liée aux caractéristiques du réseau proposé, et notamment les besoins de l'application, la dimension et la topologie de la zone à surveiller, les spécifications de l'environnement, les services à fournir et les types de nœuds. Dans cette optique, il existe plusieurs types de nœuds ayant des tâches spécifiques et différentes : contrôle, observation, réception, stockage et traitement des données, ainsi qu'une station de base ou coordinateur qui gère le lien entre les différentes entités. L'autoconfiguration peut concerner plusieurs phases, mais suivant l'application visée la phase de collecte des données doit être supervisée [MIL07]. En conséquence, lors de la collecte et du traitement des données, nous devons prendre en considération le protocole d'acheminement utilisé. Il existe deux grandes approches pour l'acheminement :

- Le « routage multisauts » consiste à déterminer le meilleur chemin possible vers la station de base en tenant en compte de la consommation d'énergie ;
- Le « routage par *cluster* » consiste à créer des groupes de capteurs et à affecter à chacun des groupes un chef qui sera responsable de la transmission des données vers le coordinateur.

c) Autoréparation

Il est nécessaire de préciser ici que l'autoréparation concerne le réseau de capteurs en tant qu'organisme, mais non les nœuds individuels constituant ce réseau. Le capteur lui-même en tant que système électronique embarqué est sujet à de nombreuses pannes et évènements tels que la destruction ou la perte d'un nœud due par exemple à une panne de batterie ou à la dégradation de la qualité de la communication. Vue la contrainte de déploiement des réseaux dans des environnements hostiles, les causes de défaillance peuvent être liées à des catastrophes naturelles ou toute autre forme d'agression externe (chimique, physique, électromagnétique), d'où la nécessite d'intégrer un mécanisme de tolérance aux fautes [LIM12].

Les protocoles d'acheminement des données peuvent produire des échecs en cas de défauts de communication ou de défaillance matérielle. Par exemple, dans le cas de la perte d'un chemin, le protocole se trouve dans l'obligation de chercher un autre itinéraire opérationnel afin de rétablir une communication le plus rapidement possible.

d) Auto-optimisation

L'auto-optimisation concerne plusieurs aspects tels que les logiciels embarqués, les protocoles de routage, les communications, le traitement des données, mais aussi la gestion de l'énergie, ceci afin d'utiliser au mieux les ressources disponibles en fonction des contraintes de l'environnement. Cette caractéristique offre la possibilité au système de modifier dynamiquement sa configuration en fonction de ces contraintes. Par exemple, pour l'acheminement des paquets de données, le réseau peut modifier les nœuds d'un même trajet afin d'optimiser la consommation énergétique globale ou locale. L'objectif principal est d'assurer une durée de vie la plus longue possible pour chaque nœud (optimisation locale) afin de conserver un réseau fonctionnel le plus longtemps possible (optimisation globale, notamment par équilibrage de charge sur l'ensemble des nœuds) [RUI05].

e) Autoprotection

Plusieurs applications des réseaux de capteurs exigent un niveau de sécurité élevé. Si par exemple l'information captée n'est pas correctement protégée ceci peut influer sur le contenu de la donnée envoyée et ainsi corrompre le comportement global du capteur. Dans cette optique, les réseaux de capteurs doivent se protéger [WAN01]. Plusieurs méthodes ont été proposées telles que :

- Développement de nœuds spécifiques : une solution très efficace mais très chère en termes de puissance de calculs mais aussi de besoins en mémoire ;
- Mise en place d'une solution sécurisée consistant à affecter des clefs communes à différents nœuds d'un même voisinage immédiat.
- Gestion de l'authentification des utilisateurs avant d'accéder aux ressources.

4.2. Sécurité dans les systèmes communicants

L'objectif des systèmes communicants consistant à échanger des données entre différentes entités au sein d'une architecture de communication, la sécurisation des échanges est nécessaire. Avec la croissance des systèmes communicants et notamment des réseaux de capteurs sans fil, les différents nœuds doivent communiquer entre eux dans un premier temps sur des canaux non sécurisés, par exemple via une plateforme sans fil en utilisant Internet. La sécurité dans ce cas est compromise par le médium utilisé, à savoir les ondes, mais également par les vulnérabilités spécifiques des systèmes communicants. Il y a ainsi un risque majeur lors de l'échange des données, des commandes, et des mises à jour via Internet. Il faut noter que la confidentialité des données est primordiale tant du point de vue juridique que sécuritaire, et la sécurité doit donc être appliquée de bout en bout de la chaine [MAR08].

4.3. Cross-layer

Les réseaux de capteurs sans fil ont pour objectif les communications entre différents nœuds. La notion de *cross-layer* a pour objectif l'optimisation de cette communication, notamment des échanges « entre les couches » définies à la section I.3. Les architectures de communication sont aujourd'hui souvent basées sur le modèle TCP/IP. Ce modèle se caractérise par une structure dite modulaire qui utilise plusieurs couches distinctes totalement isolées et capables de communiquer entre elles via une interface bien définie. Pour traiter un service particulier, le système fait appel à la notion d'encapsulation qui permet à la couche inférieure de placer les données de la couche supérieure dans son champ de données. Dans cette optique, nous pouvons distinguer deux approches : i) une vision verticale où chaque couche augmente les données de la couche suivante via des en-têtes contenant les informations sur le service demandé, ii) une vision horizontale où les couches de même niveau se coordonnent et communiquent via les champs de services [MAR08].

L'évolution des systèmes de communication en couches a donné naissance à plusieurs mécanismes et protocoles qui implémentent les besoins majeurs en termes de qualité de service, de sécurité, etc. Ceci induit des « sur-communications » qui ne sont plus tolérées, comme notamment dans le cas critique du contrôle d'erreur qui se fait à la fois au niveau de la couche « liaison de données » mais également « transport ». L'objective de l'approche dite *cross-layer* est l'augmentation

de l'interaction entre les différentes couches pour exploiter les caractéristiques du réseau afin de maximiser l'utilité du système et de réduire son coût.

4.4. Routage et gestion de la mobilité

Les réseaux *ad-hoc* suscitent aujourd'hui un intérêt grandissant dans le monde de la recherche en raison des développements des techniques mais aussi des équipements sans fil, du besoin d'auto-organisation et de la demande croissante pour une connectivité « totale » [SAA08]. Par définition, le routage est le fait d'acheminer des informations vers une destination au sein d'un réseau. L'auto-organisation est l'action la plus critique dans les réseaux *ad-hoc* puisqu'elle doit permettre un déploiement rapide et doit s'adapter aux conditions du trafic. Vue la contrainte d'absence d'infrastructure qui caractérise les réseaux *ad-hoc*, chaque capteur est susceptible d'être mis à contribution lors du routage et donc de participer à la réception et à la retransmission des paquets. La gestion de la mobilité des capteurs nécessite donc d'avoir une vision en temps réel de la topologie du réseau afin de déterminer les chemins optimaux pour le routage des données. Par chemin optimal, il faut comprendre non seulement la notion habituelle de « chemin le plus court » permettant de minimiser la latence, mais également les aspects plus spécifiques aux réseaux de capteurs tels que les chemins « les plus économes » en termes de consommation, les multi-chemins permettant de paralléliser le transfert des données sur plusieurs trajets différents pour augmenter le débit, tout en tenant naturellement compte de la disponibilité des nœuds [LAM09].

5. Conclusion

Les réseaux de capteurs constituent un choix naturel pour le développement d'applications dans des domaines divers. Plusieurs contraintes émergent lorsque se pose la question du choix d'une architecture fonctionnelle. Les couches basses PHY et MAC sont fondamentales dans ce contexte et suscitent un intérêt fort lors du développement des systèmes communicants qui exigent l'utilisation de techniques de modulation et d'accès au canal qui prennent en considération la consommation d'énergie et qui doivent être capables de transporter l'information d'un émetteur vers un récepteur sans sacrifier la simplicité de l'architecture réseau. Ce choix de simplicité des techniques assure la facilité de déploiement du réseau et favorise la mise au point d'architectures qui consomment peu d'énergie. La convergence des couches PHY et MAC est une piste intéressante qui permet le développement d'architectures innovantes. Le mode de transmission des données utilisé peut encourager cette fusion entre les deux couches car la technique de modulation utilisée influence la méthode d'accès au canal. C'est cet aspect que nous souhaitons développer par la définition d'une couche PHY qui puisse simplifier la mise en œuvre de la couche MAC.

II. Les réseaux corporels

1. Introduction

Un *Body Area Network* (BAN), ou réseau corporel, est un type de réseau porté sur le corps humain qui se compose des éléments capables de s'échanger des données ou des informations pour la coordination du réseau. Il existe différentes applications mais aussi différentes topologies mettant en œuvre des dispositifs sur le corps, communiquant soit entre eux soit à destination de l'environnement extérieur vers des équipements distants via des liaisons filaires ou sans fil [MEB12]. Selon la nature du réseau BAN, les différents dispositifs du réseau peuvent être avalés ou implantés à l'intérieur du corps, portés sur la peau, intégrés aux vêtements, mais également dans l'environnement immédiat externe au corps ; dans tous les cas, seule une portée minimale est nécessaire, voire souhaitée. Les réseaux corporels ont aujourd'hui une tendance médicale évidente mais ils peuvent également trouver des applications dans d'autres domaines tels que le milieu sportif ou le multimédia, à condition que les dispositifs d'un même réseau puissent être en mesure de communiquer sans fil.

Généralement, ce type de réseau peut être utilisé via un coordinateur constitué par le dispositif le plus apte à prendre des décisions et à contrôler le réseau entier. Il doit d'une part collecter les informations en provenance des différents nœuds, et d'autre part les transférer au sein ou à l'extérieur du réseau, mais également gérer d'une manière globale l'ensemble des ressources dans le temps.

2. Normalisation du BAN

Beaucoup de travaux ont été menés pour la mise en place d'un standard dédié aux réseaux corporels. Le groupe de travail IEEE 802.15.6 a ainsi été constitué, incluant des chercheurs académiques et des industriels, pour favoriser l'essor de ce type de technologie. Les études ont été particulièrement intenses entre les années 2007 et 2011, de manière à définir les grandes orientations à suivre afin d'aboutir à un standard. L'ensemble des travaux présentés par ce groupe visent en particulier la modélisation du canal de propagation BAN et l'étude des couches physiques et MAC. Il faut noter que parmi les contraintes de standardisation figuraient les types de liaisons suivant la position du corps. Dans un premier temps, le groupe a développé des éléments qui seront la base de cette norme à savoir : *implant* si le réseau est à l'intérieur du corps, *body surface* s'il est sur le corps, que ce soit sur la peau ou sur un vêtement, et *external* s'il est à l'extérieur du corps avec une portée d'au maximum 5 mètres. Globalement, le groupe a défini des types de liaisons suivant différents scénarios dont il a extrait quatre types de modèles de canaux [MEB12].

Dans la figure 4 [YAZ09], nous pouvons remarquer que le canal CM1 concerne les communications entre implants, le canal CM2 est dédié aux communications entre un implant et un élément de surface ou externe, le canal CM3 considère deux éléments à la surface du corps et le canal CM4 traite des échanges entre un élément de surface et un autre externe. Le tableau 2 résume les modèles de canaux, les fréquences ainsi que les types de liaisons associées.

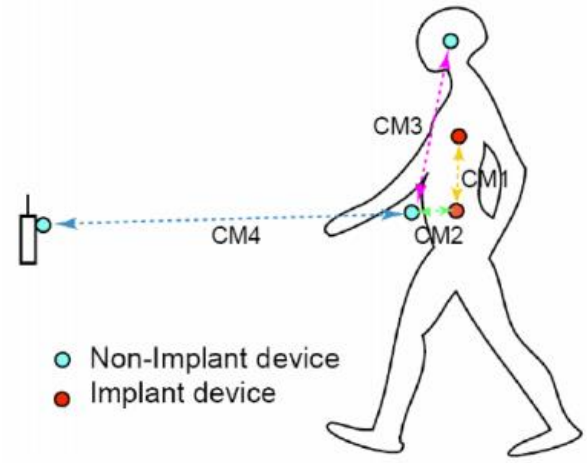


Figure 4 : Différents scénarios des réseaux corporels [YAZ09]

Tableau 3 : Les différents positions et caractéristiques des réseaux corporels

Liaison	Bande de fréquence	Modèle de canal
Implant vers implant	[402-405] MHz	CM1
Implant vers surface ou externe	[402-405] MHz	CM2
Surface vers surface	13,5 – 50 – 400 – 600 – 900 MHz 2,4 – [3,1-10,6] GHz	CM3
Surface vers externe	13,5 – 50 – 400 – 600 – 900 MHz 2,4 – [3,1-10,6] GHz	CM4

3. Les spécifications techniques des réseaux BAN

Dans cette partie, nous présentons les différentes spécifications techniques retenues par le groupe IEEE 802.15.6 et qui sont la base de plusieurs propositions de couches physiques et MAC dédiées aux BAN.

Topologie: Le réseau BAN se base généralement sur une topologie étoile ou pair-à-pair. Les composants du réseau peuvent être localisés n'importe où sur le corps, à l'intérieur ou dans son environnement proche. Comme dans un réseau classique, chaque élément du réseau BAN peut être un relais vers les autres avec au minimum un coordinateur.

Débits : Le débit dans le cas des réseaux BAN varie entre 10 kbps et 10 Mbps selon la nature de l'application.

Portée : La portée maximale entre deux nœuds d'un réseau BAN varie entre 3 et 5 mètres.

Consommation d'énergie : Certaines applications d'étiquettes médicales nécessitent une durée vie qui se compte en années, ce qui implique que le réseau soit défini de sorte que la consommation soit minimale. Cela ne sera assuré que par des architectures de communications à très faible consommation, d'où la nécessité de développer les techniques de couches basses et plus particulièrement les couches physique et MAC.

Mobilité : Le corps humain est caractérisé par une forte mobilité des nœuds et en particulier dans le domaine du sport. Ceci donne naissance à des canaux de propagation variables pouvant influencer la communication. Dans ce contexte perturbé, si un minimum de qualité de communication n'est pas garanti ceci se traduit par une forte dégradation des performances.

Qualité de service : Les applications n'ont pas les mêmes contraintes de sécurité et dans certaines applications de type médical, par exemple dont l'information repose sur des données vitales, la fiabilité des liens de communications est indispensable. Dans ce contexte, nous pouvons dire que la qualité de service reste un élément clé d'évaluation du réseau.

4. Les applications BAN

Comme précisé auparavant, les applications des réseaux corporels peuvent être regroupées en trois parties : les applications liées au domaine médical, les applications liées au sport et les applications multimédia ou de divertissement. Nous présentons ci-après des exemples d'applications représentatives de chacun de ces domaines.

4.1. Domaine médical

Ce domaine concerne les applications visant à aider les personnes avec pour but l'amélioration de leur situation mais aussi de leurs conditions de santé [MOH13]. Dans ce contexte, les données collectées sont typiquement des données physiologiques collectées dans l'environnement du réseau, que ce soit à l'intérieur, à la surface ou même à l'extérieur du corps. Les informations captées par chaque nœud capteur peuvent alors être envoyées à une entité extérieure au réseau (médecin, hôpital ou autre) pour analyse, ceci afin d'offrir une mobilité maximale au patient mais avec une surveillance permanente. Les applications typiques concernent notamment la télémédecine et le maintien à domicile [KHA09].

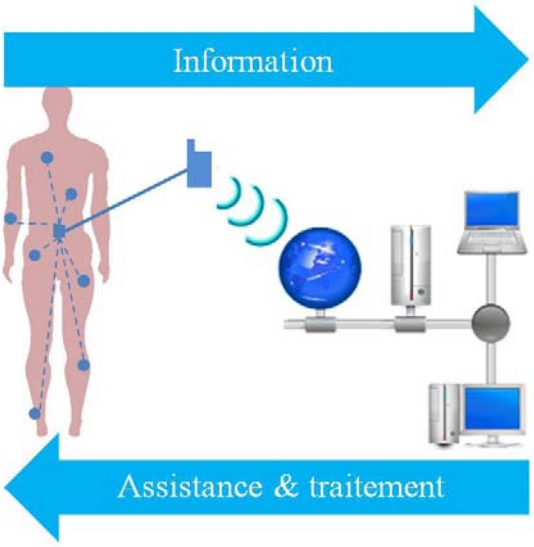


Figure 5 : Réseaux corporels pour le domaine médical

Aujourd'hui, nombreuses sont les justifications de l'utilisation des réseaux corporels selon la finalité de l'application : localisation du patient qui envoie les informations, surveillance voire analyse des rythmes cardiaques (ECG) pour prévenir des attaques, électroencéphalographie (EEG) qui donne une visibilité sur l'activité électrique du cerveau pour détecter les crises d'épilepsie, détecteur de glucose équipé d'une pompe à insuline pour prévenir les hypo- et hyperglycémies, capteur de pression sanguine pour la mesure de l'hypertension… Les exemples de pathologies présentant un risque important pour le patient et pouvant bénéficier de la surveillance de réseaux de type BAN ne manquent pas. La figure 5 illustre un modèle de réseau corporel pour le domaine médical.

4.2. Domaine sportif

Les réseaux corporels gagnent en popularité dans le milieu du sport. Ils peuvent par exemple donner toute les informations sur le corps humain dans le cas d'un repos ou pendant un effort, ce qui offre par exemple à l'entraineur une vision complète de l'activité des muscles dans le cas d'un exercice, ce qui aide à une bonne prise de décision pour la suite de l'entrainement. Ce type d'application se rapproche donc fortement de l'utilisation qui en est faite dans le domaine médical. Les informations physiologiques captées peuvent aussi être employées de manière à améliorer les équipements sportifs utilisés, afin qu'ils soient mieux adaptés et permettent une utilisation optimale. Quel que soit le cadre d'utilisation des réseaux BAN, l'architecture classique se compose d'une unité centrale capable de gérer le réseau de telle façon que les données soient analysées, transmises, ou enregistrées pour être traitées ultérieurement.

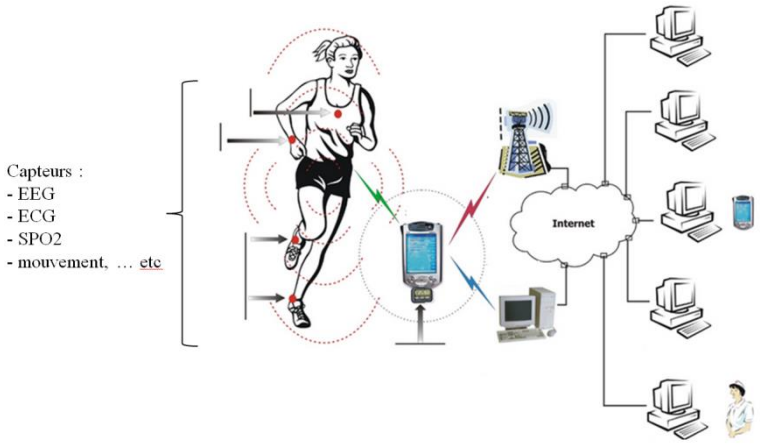


Figure 6 : Réseaux corporels dans le domaine de sport

4.3. Domaine multimédia

Dans le cas du multimédia, l'objectif est principalement le divertissement, mais peut aussi concerner le contrôle à distance des équipements sous forme d'échanges de données, de commandes et de détection des mouvements.

Généralement, les équipements utilisés dans ce domaine sont des objets d'usage quotidien tels que la montre, le téléphone, les lunettes, des gants, etc. Des applications utilisant le corps humain pour des applications de transfert de données (échanges de cartes de visite lors d'une poignée de main, paiement électronique par contact digital) commencent également à apparaître.

S'il est dans ce contexte encore prématuré d'évoquer des réseaux corporels à proprement parler, les premiers systèmes communicants autonomes interagissant avec le corps humain commencent à apparaître et ouvrent la voie pour une démocratisation de ces technologies. Néanmoins, les problématiques liées à ces dispositifs sont très souvent proches de celles des réseaux BAN, notamment concernant la couche PHY, et en particulier lorsque des communications intra-corporelles sont mises en œuvre.

5. Les communications intra-corporelles

Les communications intra-corporelles (IBC, *Intra Body Communications*) sont une approche par laquelle le corps humain est utilisé comme medium de transmission du signal. Ce mode de communication a attiré l'attention ces derniers temps, plus particulièrement dans le cadre des réseaux personnels (PAN, *Personnel Area Network*) et plus particulièrement pour les applications médicales. L'objectif principal de cette technique de transmission consiste à transmettre les signaux via le corps humain, et dans ce contexte complexe, le bruit et les interférences électromagnétiques externes ont peu d'influence sur la transmission [ZIM95, ZIM96, CHO07]. Le choix de la technique de transmission reste néanmoins une contrainte qui dépend de la forme des données échangées entre les différentes entités qui participent à la supervision du corps humain. Plusieurs techniques ont fait l'objet d'études sur les transmissions bas débit et basse consommation, mais le corps humain possède des caractéristiques particulières en matière de transmission du signal, ce qui oblige à développer une réflexion poussée sur le modèle de canal à mettre en œuvre, et sur l'interface entre les systèmes communicants et les tissus humains. Cette interface est caractérisée par le mode de couplage entre les circuits (émetteur, corps, récepteur) ; les deux modes de couplage les plus fréquemment utilisés sont le couplage galvanique et le couplage capacitif.

5.1. Techniques de transmission intra-corporelle

La communication intra-corporelle est une technique qui utilise le corps humain comme support de transmission pour les réseaux personnels (PAN). Les signaux passant à travers le corps humain, le bruit et les interférences électromagnétiques ont peu d'influence sur la transmission, mais le corps humain est un médium de transmission complexe qui présente de nombreuses contraintes en matière de propagation du signal : selon les fréquences utilisées, l'hétérogénéité des tissus implique des atténuations variables, des réflexions, ou des chemins multiples, qui sont autant de paramètres à prendre en compte lors du développement des transpondeurs. Au-delà des contraintes techniques, il faut naturellement prendre en compte prioritairement les contraintes liées au respect de l'intégrité physique des personnes, et aux interactions ondes-tissus.

Selon [HAC03], les techniques de transmissions intra-corporelles peuvent être divisées en trois catégories.

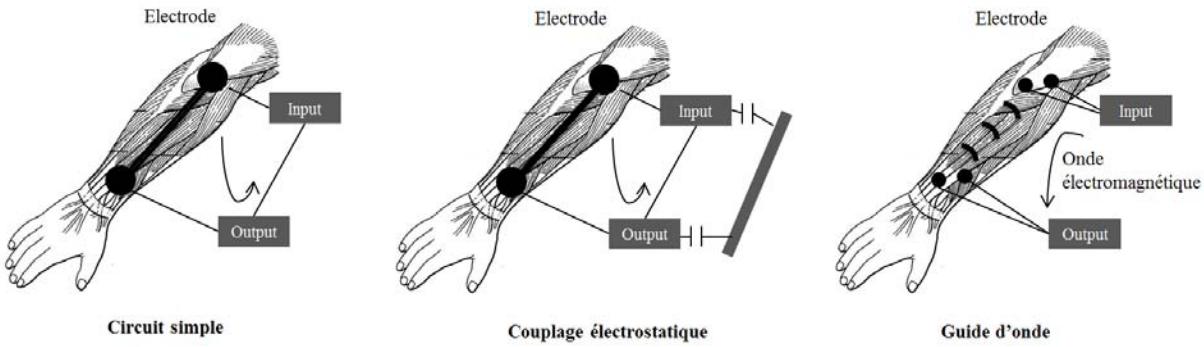


Figure 7 : Les différents types de la communication intra corporels

Le circuit simple

Cette technique est déjà utilisée par certains dispositifs tels que les *Body Fat Meters*, qui permettent de mesurer la quantité d'eau dans le corps humain, et par déduction la quantité de graisse. Cette fonctionnalité est très souvent intégrée aux pèse-personnes électroniques et repose sur la mesure de résistivité du corps humain. Bien que ce soit une méthode simple, elle nécessite l'utilisation d'un câble externe à l'organisme, la figure 7 (à gauche), illustre la transmission par un circuit simple.

Le couplage électrostatique

Dans cette technique la transmission dépend uniquement de l'environnement immédiat et non pas d'un fil externe. Le corps humain sert de canal de communication, dans lequel le signal se propage entre les différents dispositifs à proximité. Cette technique est également connue sous le nom de couplage capacitif. Une paire d'électrodes est utilisée pour transmettre et recevoir les signaux, comme le montre la figure 8. Au niveau de l'émetteur (TX), les électrodes ont un couplage capacitif au corps et un signal est appliqué entre les différentes électrodes, ce qui permet de créer un champ électrique qui se propage dans le corps humain. Au niveau du récepteur (RX), les deux électrodes sont à l'extérieur du corps humain. Le signal détecté entre les deux électrodes correspond à la variation de potentiel électrique du corps. Dans cette approche, le corps humain agit comme un conducteur qui forme un pont entre l'émission et la réception qui sont en couplage capacitif au corps [ZHA14].

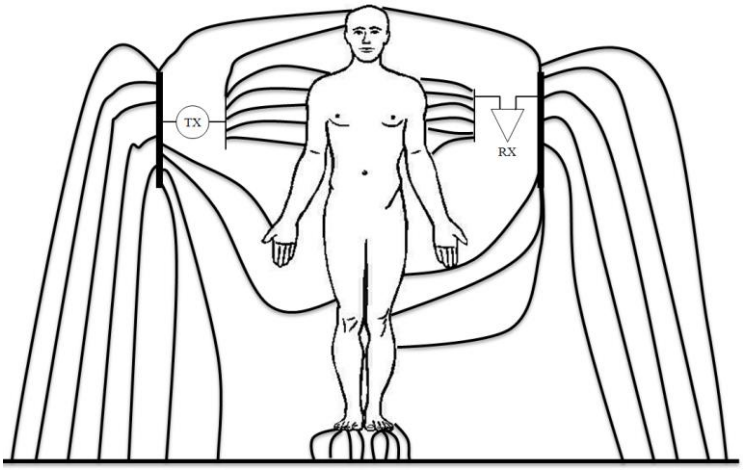


Figure 8 : Couplage capacitif

Le guide d'onde

Cette méthode permet de considérer le corps humain comme un guide d'onde. Une onde électromagnétique haute fréquence est générée par un terminal émetteur et se propage à travers le

corps humain pour être reçue à l'aide d'un terminal récepteur. Les fils externes ne sont pas nécessaires et la qualité de transmission n'est pas affectée par l'environnement extérieur de la personne (figure 7, à droite). Cette technique porte le nom de couplage galvanique, et son principe est le suivant : l'émetteur (TX) applique un signal électrique de façon différentielle entre deux électrodes positionnées sur le corps humain, comme le montre la figure 9. Un courant électrique est échangé entre les deux électrodes ce qui induit un faible courant électrique capable de se propager dans les tissus humains. Le récepteur (RX) contient également deux électrodes positionnées sur une autre partie du corps. Le courant est alors détecté comme une différence de potentiel entre les deux électrodes. Il faut noter que cette méthode repose sur les caractéristiques diélectriques des tissus humains : c'est le flux d'ions dans le corps qui constitue le support de la transmission. Dans ce cas, le corps humain agit comme un cas particulier de ligne électrique [PUN12].

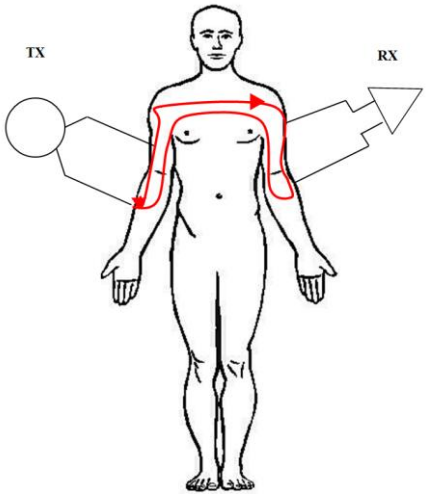


Figure 9 : Couplage galvanique

Les deux approches précédentes ont chacune leurs avantages et inconvénients. Le couplage capacitif est fortement influencé par l'environnement autour du corps, tandis que le couplage galvanique est influencé par les paramètres physiques liés au corps. Du point de vue de l'application, la différence significative entre les deux approches est que la méthode capacitive ne nécessite pas de contact direct avec le corps humain, alors que la méthode galvanique nécessite d'avoir ce contact. Ceci implique que le couplage galvanique nécessite des dispositifs d'émission-réception fixés au corps humain par des électrodes en contact direct avec la peau, alors que les dispositifs capacitifs peuvent être seulement à proximité du corps.

6. Modèles de canal pour les IBC

Comme l'on vient de le présenter, il existe trois techniques de transmissions intra-corporelles qui dépendent essentiellement du contexte dans lequel se feront les transmissions via le corps humain. Ceci pose la question des modèles de canaux dédiés à ce type de communication. Généralement, deux cas sont représentatifs de l'état de l'art de ce type de transmission : le couplage électrostatique et le guide d'onde. La différence entre les deux modes de transmission consiste dans le contact direct, ou non, avec le corps humain. Dans ce cadre, plusieurs méthodes ont fait l'objet de travaux de recherche pour proposer des modèles de canaux IBC permettant d'assurer la communication entre un émetteur et un récepteur. Le modèle du guide d'onde a été simplifié en trois modèles différents : le circuit simple [HAC05], la méthode par éléments finis (FEM, *Finite Element Method*) [WEG07] et la méthode de différence finie dans le domaine temporel (FDTD, *Finite Difference Time Domain*) [FUJ07]. Quant au couplage électrostatique, les différents travaux se basent sur des modèles RC simples tels que celui présenté dans [CHO07]. Il faut noter que le modèle de circuit simple aide fortement à la conception d'un émetteur-récepteur optimal.

7. Conclusion

L'objectif principal de ce travail de recherche consiste à proposer une architecture de communication numérique utilisant l'impulsion comme porteuse d'information, et l'utilisation du corps humain comme médium de transmission. Ce médium de transmission présente un intérêt grandissant notamment depuis les travaux de Zimmermann [ZIM95,ZIM96], mais il est influencé par les interférences électromagnétiques et le bruit qui caractérisent les tissus humains. Ceci génère des phénomènes physiques de réflexion et de chemins multiples habituellement rencontrés dans les systèmes de télécommunications. La qualité des données utilisées influence les systèmes de propagation ce qui conduit à étudier l'interaction entre les impulsions RF et les tissus humains.

Plusieurs techniques possibles sont autant de sujets d'étude potentiels. Dans ce travail, nous nous focalisons sur les couches basses afin de définir une architecture d'émission-réception dont la mise en œuvre dans un cadre BAN représente une perspective intéressante.

La modulation à employer dépend essentiellement de la technologie choisie pour l'ULB. Une technique prometteuse est la communication impulsionnelle (ULB-RI) qui combine les avantage d'une part de l'ULB avec notamment avec une sensibilité faible aux évanouissements ainsi qu'aux affaiblissements sélectifs et une compatibilité avec le standard IEEE 802.15.6, et d'autre part du mode impulsionnel qui permet d'envisager de nombreuses applications exploitant ses qualités temporelles (localisation, chemins multiples) et fréquentielles (PSM).

La transmission des données nécessite une étude particulière du canal, ceci afin de mieux gérer tant l'accès multiple que le mode de propagation des signaux. L'accès multiple est traité par la couche MAC, la propagation des signaux dépend de l'interface radio de la couche physique. Ces deux couches sont traditionnellement bien distinctes, ce qui conduit à des protocoles souvent lourds à mettre en œuvre et parfois inadaptés aux contraintes propres aux réseaux de capteurs. Ces deux aspects méritent d'être fusionnés, ce qui implique une étude de l'existant afin de déterminer les faiblesses des techniques et protocoles existants.

Dans la partie suivante, nous commencerons par étudier les différentes techniques d'accès au canal définies par les nombreux protocole de couche MAC existants, pour analyser ensuite plus spécifiquement les méthodes dédiées à l'ULB, afin d'établir un lien entre les différentes couches.

Chapitre 2 — Medium Access Control

Étant données les contraintes des systèmes communicants présentées dans le chapitre précédent, la définition de techniques de couches basses répondant à ces contraintes nécessite une étude précise des solutions existantes pour la mise en œuvre de ces systèmes. Dans un contexte multi-utilisateurs, l'émission nécessite un codage qui assure l'accès multiple au canal, ce qui se traduit par l'emploi possible de plusieurs techniques : multiplexage par code, en temps, ou en fréquences. En effet, le partage du support de communication entre plusieurs utilisateurs permet plusieurs approches notées xDMA (*x* ***D****ivision* ***M****ultiple* ***A****ccess*). L'une des premières techniques d'accès multiple dédiée à la radio impulsionnelle a été formalisée par Scholtz [SCH93], et fut la base de nombreux travaux académiques. Pour assurer un partage efficace de la bande passante entre les utilisateurs, il est nécessaire de bien gérer l'accès au canal qui est assuré par la couche MAC. La notion d'efficacité ne se limite pas ici au partage de la capacité du canal entre les utilisateurs, mais tient également compte des aspects liés à la consommation d'énergie et à la sûreté de fonctionnement. Les techniques employées dépendent de la forme du support de l'information utilisé par la couche physique ainsi que de la technologie mise en œuvre. Dans ce chapitre, nous présentons les différentes méthodes d'accès multiple, leurs utilisations, avantages et inconvénients

I. L'accès multiple

L'accès multiple est une fonctionnalité indispensable des systèmes de communication multi-utilisateurs, visant à autoriser le partage du medium de transmission entre l'ensemble des dispositifs communicants connectés en réseau. Plusieurs méthodes ont fait l'objet de nombreux travaux permettant d'exploiter les caractéristiques physiques du support de transmission (qu'il soit filaire, radio, ou optique) pour permettre à plusieurs utilisateurs d'exploiter au maximum la capacité du canal de transmission. Pour une largeur de bande donnée, ces méthodes reposent essentiellement sur le partage du temps de parole, le partage des fréquences de transmission, ou le partage du débit par codage de l'information. Toutes ces méthodes permettant de contrôler l'accès au medium de transmission sont mises en œuvre au sein de la couche nommée MAC (*Medium Access Control*).

1. TDMA

Le TDMA (*Time Division Multiple Access*), qui se traduit par AMRT (accès multiple par répartition temporelle), est une technique largement utilisée dans les systèmes de communication numériques [MA09], notamment dans la première génération de systèmes cellulaires GSM (*Global System for Mobile communications*). Cette technologie est aussi utilisée dans de nombreux autres domaines, comme le système de communication cellulaire japonais (JPDC, *Japanese Personal Digital Cellular*), mais également dans de nombreux réseaux de capteurs sans fils [RHE006].

Cette technique de multiplexage dans le temps permet de répartir la transmission des informations de plusieurs utilisateurs sur une même porteuse à des intervalles de temps différents, comme montré dans la figure 10. La porteuse est émise pendant un intervalle de temps qui porte le nom de « *slot* », et de durée T_s. Chaque *slot* présente une durée pendant laquelle un et un seul utilisateur possède le droit de transmettre ses données.

Chaque intervalle de temps peut ainsi accueillir une partie du signal radiofréquence associé à un utilisateur. Un émetteur-récepteur, comme c'est le cas dans les réseaux cellulaire, ne peut émettre que dans un intervalle de temps spécifique, et peut donc par la suite rester inactif jusqu'au prochain *slot*.

Un émetteur-récepteur ne peut donc émettre que pendant un intervalle de temps spécifique défini à l'avance, et recevoir uniquement pendant les autres intervalles de temps. Afin d'économiser de l'énergie, les nœuds des réseaux de capteurs passent cependant en mode inactif et désactivent leur interface radio pendant l'essentiel des intervalles de temps. Une procédure doit alors être définie pour permettre l'éveil du nœud et la réception des trames issues des autres participants au réseau.

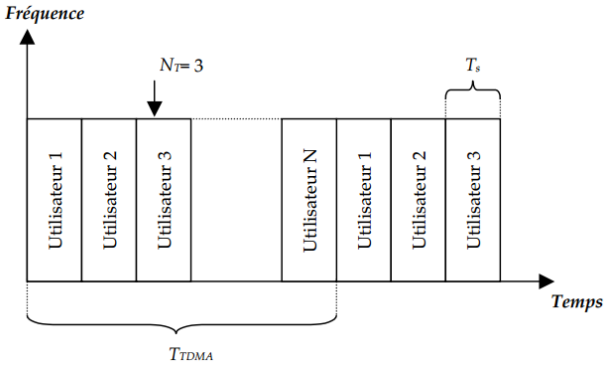


Figure 10 : Principe de fonctionnement du TDMA

La porteuse est divisée en plusieurs séquences appelées *bursts* ou « salves » (le *burst* est envoyé par intervalle de temps). La particularité de cette technique est que les données émises peuvent être transmises à la même fréquence sans entrainer d'interférences d'accès multiple (IAM).

Un système TDMA est donc caractérisé par la durée de l'intervalle de temps (T_s), la durée du cycle nécessaire pour la transmission de la trame TDMA complète (T_{TDMA}), et le numéro de l'intervalle de temps associé à chaque utilisateur. Ainsi, l'allocation des intervalles de temps aux différents utilisateurs est assurée d'une manière cyclique. Sur une même porteuse, les *slots* sont présentés sous forme de paquets (par exemple n=8 *slots* par trame), ce qui implique que la durée d'une trame TDMA est T_{TDMA} = n × T_s.

La gestion des périodes d'émission pour chaque utilisateur permet de caractériser les systèmes qui utilisent cette technique comme étant synchrones.

2. FDMA

Le FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), aussi appelé AMRF (accès multiple par répartition en fréquence), est une technique de multiplexage très utilisée dans les systèmes de communications radiofréquences [MUK14]. Cette technique consiste à transmettre les signaux provenant de différents utilisateurs sur des bandes de fréquences différentes.

Dans ce type de technique, la mise en place d'un filtre passe-bas au niveau de l'émetteur est indispensable, afin de s'assurer que la bande passante du message à transmettre ait une largeur bien définie. Chaque signal à transmettre module une porteuse différente dont la fréquence est fixée par le synthétiseur. Les signaux modulés sont transmis et superposés par le canal. À la réception, des filtres passe-bande permettent la séparation des porteuses ; ces filtres sont placés en parallèle et centrés sur la fréquence porteuse des messages à détecter. La démodulation est assurée par un multiplieur associé à un filtre passe-bas qui élimine les composantes indésirables pour récupérer le signal en bande de base.

La figure 11, illustre le cas d'utilisateurs qui émettent leurs signaux sur des fréquences différentes d'une manière continue. Il s'agit d'une séparation des utilisateurs sur les bandes de fréquences présentées dans la figure 12, ce qui assure la suppression des IAM dans la mesure où les différentes bandes de fréquences ne se recouvrent pas.

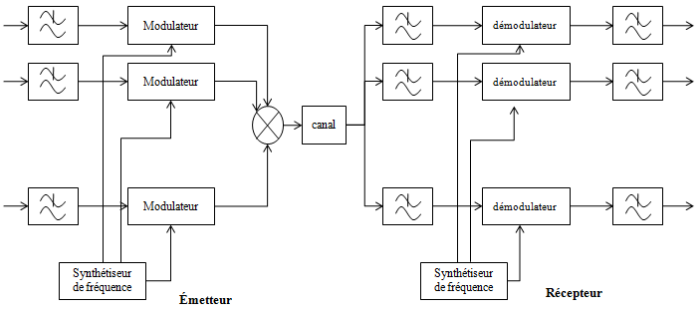


Figure 11 : Architecture d'émetteur-récepteur selon le principe du FDMA

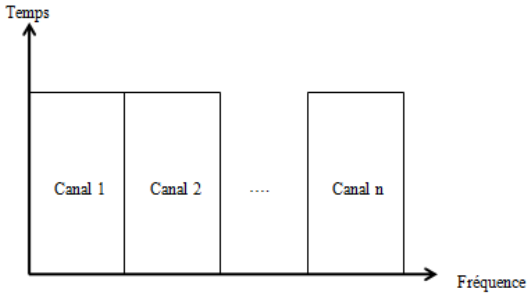


Figure 12 : Séparation des canaux dans le cas du FDMA

3. WDM

Le WDM (*Wavelength Division Multiplexing*), ou multiplexage en longueur d'onde, est une technique de multiplexage en fréquences dédiée aux systèmes de communications optiques. Selon le même principe que dans le cas du FDMA, dans le WDM les séquences de données vont moduler plusieurs lasers de longueurs d'ondes différentes (*cf.* figure 13). Les signaux modulés résultants sont transmis sur une même fibre optique [BOU07].

La principale différence entre les techniques FDMA ou les porteuses sont sur différentes fréquences, dans le WDM les porteuses optiques sont considérés identiques, et des filtres optiques sont placés avant la détection pour séparer les longueurs d'ondes. La figure 11 montre le principe du fonctionnement du WDM.

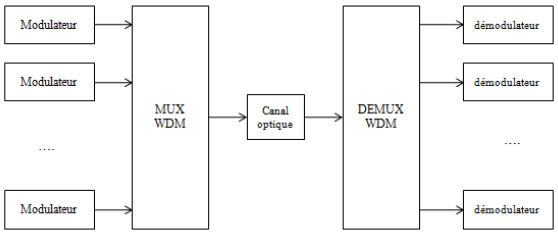


Figure 13 : Principe de fonctionnement du WDM

4. CDMA

Le CDMA (*Code Division Multiple Access*), aussi appelé AMRC (accès multiple par répartition en code), est une technique d'accès multiple fondée sur l'étalement de spectre. Il a été développé spécialement pour les systèmes de téléphonie mobile et/ou sans fil, et plus particulièrement dans la téléphonie de troisième génération, dite UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*). Dans cette technique d'accès multiple, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur le même intervalle temporel [DE04]. Le principe de cette technique consiste à affecter à chaque émetteur une signature sous la forme d'un code unique qui lui assure le transfert des données sans

interférence vis-à-vis des messages provenant d'autres utilisateurs. L'utilisation de codes strictement orthogonaux assure la réduction des IAM. La figure 14 illustre cette répartition des utilisateurs sur une large bande de fréquence par rapport au temps en fonction des codes.

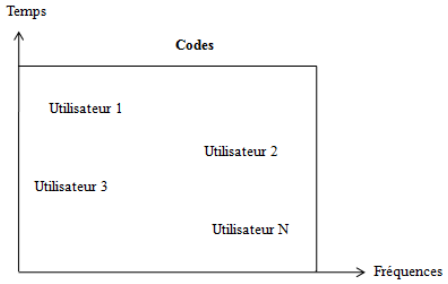


Figure 14 : Principe du CDMA

La notion de bande de fréquence n'est pas valable pour le CDMA, car cette technique permet aux utilisateurs de transmettre leurs données sur l'ensemble de la bande de fréquences utilisée, et elle ne nécessite pas de synchronisation parfaite. La particularité du CDMA tient dans le fait qu'il n'est pas limité par des contraintes physique (intervalles de temps disponibles, bandes de fréquences, longueurs d'ondes, et autres), mais par une gestion rigoureuse des codes utilisateurs de manière à minimiser les interférences d'accès multiple.

Les codes utilisés dans les systèmes CDMA sont composés de séries d'impulsions généralement nommées *chips* afin de distinguer les différents bits qui composent une donnée : à chaque bit correspond un *chip*.

Le CDMA est caractérisé par la notion d'étalement de spectre qui présente un avantage certain dans les communications radiofréquences. L'idée consiste à étaler la puissance du signal après codage sur toute la largeur de la bande de fréquences disponible, c'est-à-dire que les données occupent une bande largement supérieur à la bande minimale requise, ce qu'est assuré via un code indépendant de la donnée présenté au niveau de l'émission, à la réception le même code sert à désétaler le signal et donc récupérer les données originales. Les caractéristiques importantes du CDMA sont :

- de par l'étalement de la puissance du signal sur toute la bande disponible, le signal peut alors être confondu avec le bruit et sera difficilement détectable par un observateur qui ne possède pas le code utilisé à l'émission ;
- associé à un code correcteur d'erreurs qui permet de pallier les pertes de bits éventuelles, il est généralement résistant aux évanouissements sélectifs en fréquence ;
- il est plus résistant aux brouilleurs pouvant se présenter au cours de la transmission.

Cette technique présente un large choix de méthodes développées en parallèle, et qui ont donné naissance à deux grandes familles de codages : le CDMA discret et le CDMA hybride. En ce qui concerne le CDMA discret, il se compose de trois catégories : en séquence directe (*direct sequence*, ou DS-CDMA), par saut de fréquence (*frequency hopping*, ou FH-CDMA) et par saut de temps (*time hopping*, ou TH-CDMA). En revanche, le CDMA hybride est caractérisé par une association à d'autres méthodes d'accès multiple afin d'obtenir une technique de multiplexage hiérarchisée toute en utilisant la notion de code. Les associations classiques sont notamment le TDMA/CDMA, le FDMA/CDMA, ou le WDM/CDMA.

5. OFDM

L'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) est une technique de multiplexage multiporteuses utilisée dans des domaines différents comme les systèmes communicants sans fil, le DAB (*Digital Audio Broadcasting*), ou le DVB-T (*Digital Video Broadcasting – Terrestrial*). Cette technique autorise un recouvrement spectral parfait entre sous-porteuses. Le canal large bande est alors transformé en un ensemble de N canaux à bande étroite avec une orthogonalité entre canaux.

L’accès multiple basé sur cette technique assure que chaque utilisateur reçoive une fraction des ressources disponibles [LIU11]. Lorsque l'on considère les systèmes multiporteuses, les principales techniques d’accès multiple sont l’OFDM-TDMA et l’OFDMA. Ces techniques sont plus adaptées aux transmissions dont le canal est connu à l'avance par l'émetteur.

- L'OFDM-TDMA est une technique d'accès hybride basée sur l'OFDM et le TDMA ; dans ce cas les utilisateurs transmettent tour à tour sachant que le multiplexage OFDM est appliqué sur toutes les sous-porteuses.
- L'OFDMA : est une technique hybride entre l'OFDM, le TDMA et le FDMA ; son principe est d’affecter, dans un même symbole OFDM, plusieurs utilisateurs à des parties différentes de la bande fréquentielle.

Le principe de l'OFDM consiste à attribuer aux utilisateurs des fréquences différentes, tout en autorisant par la sous-canalisation à regrouper les sous porteuses : un seul canal peut être constitué de plusieurs sous-porteuses, adjacentes ou non.

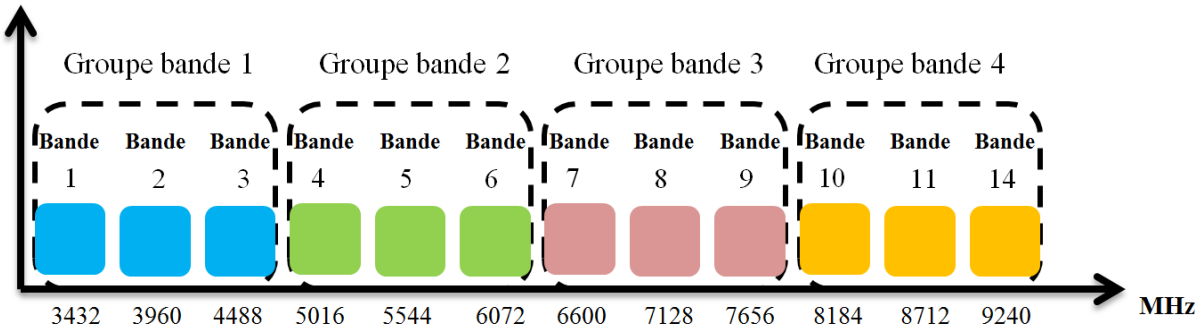


Figure 15 : Séparation des bandes de fréquence dans le cas de l’OFDM

6. WDMA

Le WDMA (*Waveform Division Multiple Access*) est une nouvelle méthode d'accès multiple plus récente, basée sur la forme d'onde, à ne pas confondre avec le *Wavelength Division Multiple Access* utilisé par le WDM déjà présenté dans la section 3. Cette technique s'appuie sur l'utilisation de formes d’ondes distinctes entre les différents utilisateurs, générées par des fonctions orthogonales de type ondelettes. Elle est généralement exploitée par la technologie UWB-IR (*Ultra-WideBand – Impulse Radio*) [YIN14].

Dans ces systèmes de communications, la discrimination de la forme de l'impulsion permet de distinguer le contenu de l'information envoyée, mais peut également être exploitée pour permettre l'accès multiple. Il est nécessaire dans ce cas, pour faciliter la discrimination, de considérer l'orthogonalité des impulsions.

Dans la littérature sur les systèmes radio impulsionnels, la génération de la forme d'onde est souvent limitée au monocycle gaussien ou à ses dérivées. La mise en œuvre de formes d'impulsions orthogonales permet d'une part de différencier les utilisateurs, et d’autre part de réduire les effets des interférences d’accès multiple, déjà présentés dans les paragraphes précédents.

Le récepteur effectue la démodulation par reconnaissance de la forme de l’impulsion effectuée par un filtre adapté *(matched filter)* et un intégrateur. La figure 16 montre le fonctionnement d’un récepteur WDMA.

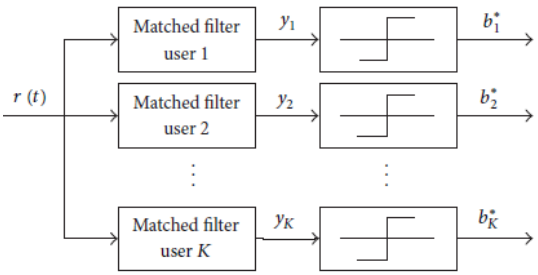


Figure 16 : Récepteur dans le cas du WDMA [YIN14]

7. CSMA

Un autre type de méthodes d'accès multiple se base sur l'écoute de porteuse et porte le nom de CSMA *(Carrier System multiple Access)*. Cette méthode a pour objectif la minimisation de la consommation d'énergie et la gestion des collisions. Cette méthode est principalement mise en œuvre dans deux techniques : le CSMA/CD *(Collision Detection)* assure la détection des collisions et le CSMA/CA *(Collision Avoidance)* a pour but la prévention des collisions. La technique CSMA/CD est incompatible avec les techniques radio et elle impose à tous les utilisateurs du réseau d'écouter continuellement le support de communication pour détecter les porteuses et les collisions, ce qui est consommateur d'énergie tant dans l'écoute constante du support que dans la retransmission en cas de collision. Dans le cas du CSMA/CA, développé pour les communications radio pour lesquelles les collisions ne peuvent pas être détectées, chaque utilisateur doit signaler son intention avant d'émettre : l'énergie consommée est alors moindre puisque l'écoute n'intervient que juste avant la phase d'émission et car les collisions sont de fait plus rares.

8. Conclusion

Le support de transmission constitue un élément crucial des systèmes de communication. L'accès à ce support doit être géré de manière à ce que chaque utilisateur puisse y accéder pour l'envoi de ses données. La gestion d'accès pour l'ensemble des utilisateurs est assurée par les protocoles MAC, ces derniers constituent donc un élément clé dans la transmission en visant à assurer une utilisation optimale du canal. Dans la deuxième partie nous abordons les différents protocoles MAC dédiés aux réseaux de capteurs.

II. Les protocoles MAC dédiés aux réseaux de capteurs

Dans tout système de communication multiutilisateurs, plus le trafic est important plus la dégradation de performances est importante. Cette perte d'efficacité est liée à plusieurs phénomènes comme la contention, les collisions, les pertes de données, etc. Ceci influence d'une manière ou d'une autre la qualité de service de l'ensemble du réseau. Pour résoudre ce problème et permettre l'utilisation du canal de façon optimale, il est nécessaire de gérer l'accès au canal via un protocole adapté à l'application et aux caractéristiques physiques du système de transmission. Plusieurs travaux ont été menés dans ce sens afin d'améliorer cette fonction [AU06, DU07, ALK12 & NAR11]. En effet, la forte charge de certains réseaux, c'est à dire le nombre important d'utilisateurs qui peuvent avoir besoin d'accéder simultanément au même médium augmente de manière importante la consommation d'énergie du réseau, alors que la durée de vie des réseaux de capteurs doit atteindre dans certains cas plusieurs années.

Dans la littérature, il existe trois grandes familles de protocoles MAC dédiés aux réseaux de capteurs : les protocoles à séquencement temporel basés sur le TDMA, les protocoles à contention basés sur le CSMA, et les protocoles hybrides qui combinent les deux techniques précédentes. Nous

trouvons également dans la littérature d'autres protocoles MAC dédiés à des cas particuliers, et notamment aux réseaux BAN.

1. Les contrainte liées à la couche MAC

Généralement la couche MAC reste une étape lourde à mettre en œuvre dans un système de transmission. Les méthodes de modulation traditionnelles exigent une technique d'accès évoluée afin de pouvoir accéder au canal. Plusieurs techniques ont fait l'objet de travaux avec pour objectif la gestion de l'accès au canal mais parfois également dans le but de minimiser la consommation d'énergie. Ils se basent généralement sur des paradigmes tels que le mode sommeil ou les trames balises, mais aussi sur des techniques telles que le TDMA pour les protocoles qui assurent le découpage du temps en *slots* et l'allocation de ces intervalles, ou encore le CSMA qui assure le partage du support au sein d'un même intervalle. Parfois des protocoles hybrides utilisent ces deux stratégies.

Nous souhaitons donc développer une architecture pour les transmissions UWB-IR qui consomme peu d'énergie, mais dont l'énergie nécessaire dépendra essentiellement des techniques utilisées pour la génération et la détection des impulsions. Fondamentalement, une architecture UWB-IR se base sur un générateur d'impulsion, un codage des impulsions, l'accès au canal et un récepteur (détecteur ou corrélateur).

L'émission des impulsions se faisant en bande de base, les dispositifs communiquant à l'aide de ce type de transmissions sont conceptuellement proches des nœuds traditionnels qui mettent en œuvre des communications sur bandes étroites (BPSK, FSK) : l'essentiel de la complexité des couches basses est reportée depuis la couche physique vers la couche MAC. Réduire la consommation des systèmes communicants nécessite de réduire la consommation de l'interface radio : le gain en consommation se fera donc essentiellement par une gestion adaptée, et de plus en plus complexe, du support de transmission. Le gain obtenu sur la consommation de l'étage RF est donc à mesurer à la lumière du traitement nécessaire pour obtenir ce gain, et donc de la surconsommation de temps processeur.

Plusieurs évènements peuvent faire obstacle aux communications, et constituent donc les points essentiels à développer lors de la définition des protocoles MAC. Ces contraintes sont :

- ✓ **Les collisions** : lorsque deux nœuds envoient une donnée en même temps, cela génère une collision lors de réception qui se traduit par une retransmission de l'information, qui elle-même implique une surconsommation d'énergie ;
- ✓ **L'écoute abusive** ou *« overhearing »*, fait référence à l'état des nœuds qui écoutent des trames de données qui ne leur sont pas destinées ;
- ✓ **L'écoute à vide** ou *« Idle listening »*, lorsque le module radio est en attente d'une trame ;
- ✓ *« **L'overhead** »* se traduit par l'émission de paquets de contrôle mais également par les bits supplémentaires insérés dans les en-têtes lors de l'encapsulation des données, typiquement lors du passage d'une couche à la suivante ;
- ✓ *« **L'overmitting** »*, que l'on pourrait traduire par « sur-émission », intervient lorsqu'un nœud envoie des données et que le destinataire n'est pas prêt à les recevoir, ce qui nécessitera une nouvelle transmission.

Dans la suite de cette partie, nous nous focalisons sur l'étude des principaux protocoles MAC dédiés aux réseaux de capteurs.

2. Protocoles basés sur le séquencement temporel

Cette famille de protocoles repose sur le TDMA ; elle assure un découpage du temps en *slots*, ce qui se traduit par une allocation d'intervalles de temps réservés à un nœud, ce qui lui permet d'accéder au canal pour transmettre les données, comme présenté dans la première partie. En général, ces protocoles présentent un avantage concernant la consommation d'énergie car ils permettent d'éviter les collisions et de limiter à la fois l'*idle listening* et l'*overheading* ; ils mettent aussi les nœuds en sommeil pendant les intervalles de temps réservés aux autres nœuds.

2.1. *TRAMA*

Le *TRAMA (TRaffic-Adaptive Medium Access control)* est un protocole MAC basé sur le séquencement temporel [RAJ03]. Son principe est basé sur la division du temps en deux périodes distinctes : un intervalle de temps a accès planifié et un intervalle de temps à accès aléatoire comme montre la figure 17. Selon le même principe que le TRAMA, le FLAMA assure également la division du temps en *slots*, et nécessite de connaître le voisinage d'un nœud. En revanche, il ne diffuse pas les calendriers de trafic durant les intervalles à accès planifié mais les échange durant les intervalles à accès aléatoire [CHA09]. Ce protocole conserve la particularité de consommer moins d'énergie que le protocole TRAMA.

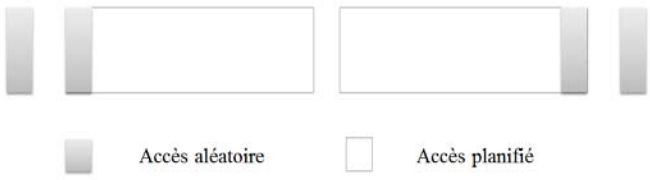


Figure 17 : Protocole TRAMA *(Traffic Adaptative Medium Access Control)*

Cette méthode se base sur le trafic annoncé par les nœuds afin de connaître les émetteurs et les récepteurs de chaque *slot* de la trame. Pour ce faire, ce protocole repose sur trois mécanismes :

- ✓ Le NP *(Neighbor Protocol)*, ou protocole de découverte de voisinage, permet aux nœuds de s'échanger la liste des voisins à un saut (qui constituent un passage possible pour atteindre les autres nœuds du réseau) : il permet une bonne connaissance des voisins ;
- ✓ Le SEP *(Schedule Exchange Protocol)* est un protocole d'échange de calendriers où chaque nœud annonce ce qu'il souhaite comme trafic ;
- ✓ L'AEA *(Adaptative Election Algorithm)* est le protocole d'élection adaptative qui choisit les émetteurs et les récepteurs en fonction des données collectées par le NP et le SEP.

2.2. *E-MAC*

Le protocole E-MAC *(Event MAC)* effectue également un découpage du temps en *slots*, sachant que chaque *slot* est lui-même découpé en trois parties permettant d'accueillir les requêtes de communication, les trafics de contrôle et les données [CHA09]. E-MAC permet de définir trois types de nœuds : nœuds passifs, nœuds actifs et nœuds dormants. Pendant le trafic de contrôle, le nœud diffuse l'information concernant les *slots* utilisés par ses voisins. Une station de base commence l'allocation des *slots* par un choix du *slot* et annonce ce choix par diffusion ; automatiquement les nœuds voisins choisissent aléatoirement un *slot* différent. La figure 18, illustre le principe de ce protocole. Le protocole L-MAC *(Lightweight-MAC)* utilise le même mécanisme de découpage et d'allocation des slots qu'E-MAC. Ce protocole force tous les nœuds à avoir au moins un *slot*. Dans le cas du protocole L-MAC, un *slot* est fractionné en deux parties seulement.

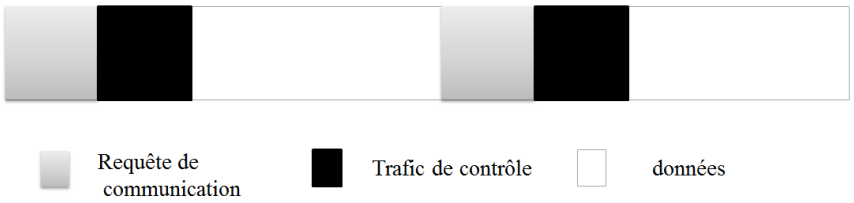


Figure 18 : Protocole E-MAC *(Event MAC)*

2.3. *Conclusion*

Ce type de protocole a pour objectif le partage des intervalles du temps entre les différents utilisateurs afin de garantir l'accès au canal à tous. Ces protocoles nécessitent donc une synchronisation parfaite afin d'éviter les risques de collisions : la gestion de la synchronisation doit donc être effectuée globalement, généralement en début de transmission, ce qui conduit à une

surconsommation des nœuds pendant cette phase. Dans la partie suivante, nous présentons les protocoles qui apportent une solution moins énergivore à ce type de problèmes, au détriment d'une garantie d'accéder au canal plus faible.

3. Protocoles basés sur la contention

Cette famille de protocoles permet un accès multiple au médium durant le même intervalle de temps et repose sur la méthode d'accès CSMA/CA *(Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance),* ceci afin d'éviter au maximum les collisions. Cette famille de protocoles n'offre pas de délai limité car le CSMA ne garantit pas l'accès au médium dès que la charge du réseau augmente.

L'algorithme CSMA/CA de la norme *IEEE 802.11* en mode DCF est à l'origine de la plupart des protocoles mettant en œuvre une période de contention. C'est une méthode de la famille du CSMA dont le but est d'imposer à un émetteur de s'assurer que le canal est libre avant toute transmission. Le principe est le suivant : avant la transmission des trames de données, on procède à l'écoute du médium de transmission pour surveiller le trafic sur le canal. Si le canal est libre, la transmission des données est effectuée, sinon le nœud attend un certain temps puis il transmet. Le problème majeur de cette méthode est dû au fait que les collisions sur un médium radio ne peuvent pas être détectées contrairement au CSMA/CD.

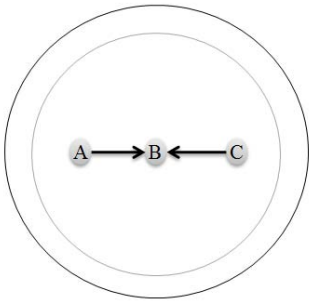


Figure 19 : Problème de collision dans le protocole CSMA/CA

3.1. S-MAC

Ce protocole est considéré comme une référence dans le domaine des réseaux de capteurs [YE02]. L'idée principale est de diviser le temps de fonctionnement du transmetteur en deux états, actif ou endormi (mode sommeil). À l'état actif, le nœud est capable d'envoyer et de recevoir des données, alors qu'à l'état endormi il ne peut ni recevoir ni émettre [NAR11, ALK12, DAM03 & ALI06].

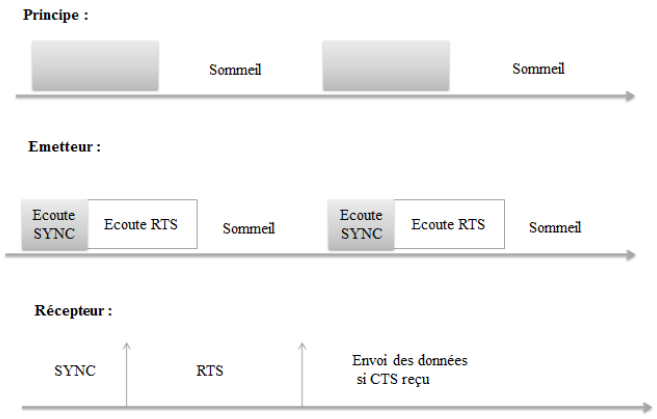


Figure 20 : Protocole S-MAC

Le protocole S-MAC (*Sensor MAC*) apparaît comme une solution intéressante pour permettre l'économie d'énergie [KAC09], en passant les nœuds inactifs en mode sommeil. La valeur ajoutée du

protocole S-MAC est qu'il ajoute un paquet SYNC qui assure la synchronisation des nœuds entre eux, leur permettant de prédire les phases d'éveil des nœuds. Dans le cas où un nœud actif veut envoyer des données à un nœud endormi, ceci pourrait créer un problème de communication : cette situation est nommée « envoi sourd ». La figure 20, montre le principe du protocole S-MAC, ainsi que les trames échangées par l'émetteur et le récepteur.

3.2. T-MAC

Le protocole T-MAC *(Timeout MAC)* apporte une nouvelle fonctionnalité à la couche MAC. Il permet un réveil périodique d'un nœud afin de communiquer avec ses voisins. Ce protocole est similaire à S-MAC dans la mesure où il introduit des périodes actives et non-actives. La communication entre nœuds se fait via un mécanisme RTS/CTS *(Request To Send / Clear To Send)* qui permet d'éviter les problèmes de collisions ou de stations cachées. Le nœud a le droit de transmettre pendant la période active, et si le nœud ne transmet pas dans une fenêtre de temps de durée T comme illustré dans la figure 21, cette période active s'achève automatiquement. Ce protocole permet également d'assurer la synchronisation à l'aide de paquets SYNC [DAM03].

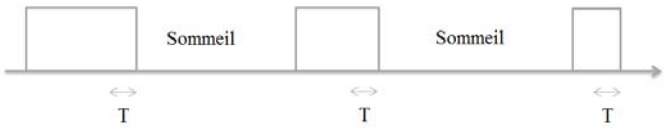


Figure 21 : Protocole T-MAC (timeout MAC)

Néanmoins, ce protocole présente l'inconvénient d'endormir un nœud sans s'être assuré que ses voisins n'ont plus de données à lui envoyer. Or, les données des voisins ont pu être retardées à cause d'un échec d'accès au médium, par exemple. Ce problème est nommé « sommeil prématuré ».

3.3. LPL

Le LPL *(low power listening)*, ou « écoute basse consommation », est une proposition de protocole MAC visant à réduire le problème lié à l'*idle listening*. Il permet d'introduire une période d'inactivité au niveau de la couche physique. Son principe est d'envoyer un préambule long dans le but de pénaliser les émetteurs et économiser l'énergie des récepteurs. Ces derniers activent leur module radio périodiquement pour détecter la présence d'un préambule. La figure 22 illustre le principe de ce protocole dans le cas de l'émission et de la réception. De nombreux protocoles MAC pour les réseaux de capteurs sont basés sur cette technique : ils font l'objet des paragraphes suivants [MER10].

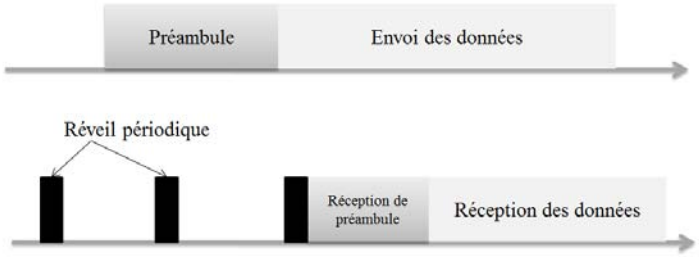


Figure 22 : Principe du LPL (*Low Power Listening*)

3.4. B-MAC

Comme son nom l'indique, Berkeley-MAC, ce protocole a été développé par l'université de Berkeley, et est actuellement utilisé dans TinyOS (système d'exploitation légèrement modifié dédié aux recherches académiques sur les réseaux de capteurs) conjointement avec la norme IEEE 802.15.4 et des nœuds compatibles ZigBee. Le fonctionnement de ce protocole est basé sur deux principes : l'analyse du bruit sur le canal radio et l'écoute basse consommation. Le principal avantage de ce protocole est qu'il ne nécessite pas de synchronisation entre les nœuds [MER10].

Il existe une amélioration au protocole B-MAC connue sous le nom de B-MAC+ qui permet de remplacer un préambule long par plusieurs petits messages qui portent le nom de paquets de « compte à rebours » contenant chacun l'identifiant du destinataire et le temps restant pour commencer l'envoi des données.

3.5. WiseMAC

Le WiseMAC *(Wireless Sensor MAC)* figure parmi les méthodes de la couche MAC les plus économiques en termes d'énergie pour les réseaux de capteurs. Elle a été développée par le CSEM (Centre suisse d'électronique et de microtechnique) afin d'être utilisée avec les réseaux de capteurs WiseNET. Son fonctionnement repose sur un contrôle cyclique du réseau et l'alternance de périodes d'activité et de sommeil. Lorsque les capteurs sont dans l'état actif et qu'ils tentent de communiquer avec un nœud, le débit s'effondre. Cette méthode est proposée pour réduire la longueur du préambule en fonction des périodes de réveil des récepteurs voisins [HOI04]. Le principe est présenté dans la figure 23.

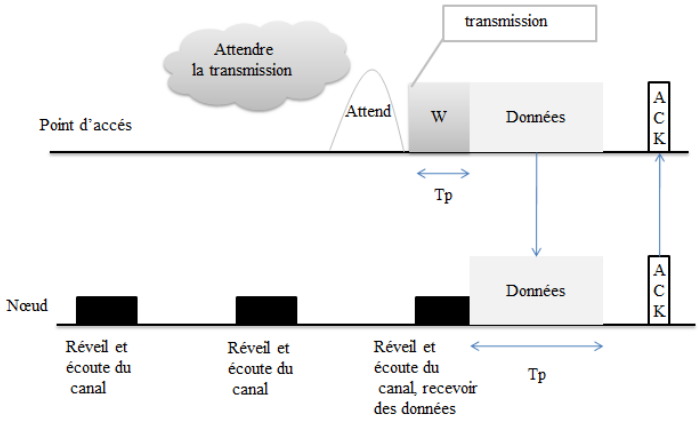


Figure 23 : Protocole WiseMAC *(Wireless sensor MAC)*

3.6. X-MAC

Cette méthode permet également de décomposer un long préambule en plusieurs préambules de petite taille qui contiennent l'identifiant du destinataire des données. Contrairement au B-MAC+, dans ce protocole MAC le destinataire prévient l'émetteur de son écoute par acquittement entre deux préambules consécutifs. L'émetteur a alors le droit de commencer la transmission des données. Ceci permet de réduire l'*overhead* au niveau de l'émetteur qui arrête la transmission du préambule dès la réception de l'acquittement [MER10].

3.7. Conclusion

Cette famille de protocoles apporte l'avantage d'être plus flexible vis-à-vis des collisions lors d'une transmission, ce qui conduit à une meilleure gestion de l'accès au canal. L'ajout des modes de fonctionnement comme la mise en veille et le réveil des nœuds conduit à minimiser le traitement et par conséquent à minimiser la consommation d'énergie. Néanmoins, les protocoles avec contention souffrent d'un déterminisme de l'accès au canal moindre que les protocoles temporels et sont difficilement compatibles avec les réseaux constitués d'un grand nombre de dispositifs.

Afin de combiner les avantages des deux techniques, l'attribution d'intervalles de temps de parole et la résolution des problèmes de collisions, ces deux familles de protocoles ont convergé vers un type de protocoles hybrides qui font l'objet de la partie suivante.

4. Protocoles hybrides

Cette troisième famille permet de combiner les deux méthodes d'accès précédentes, CSMA/CA et TDMA. Les protocoles qui utilisent cette technique essaient ainsi de combiner les avantages de ces

deux méthodes. Dans ce qui suit nous décrivons quelques protocoles qui se basent sur cette méthode hybride.

4.1. Z-MAC

Le Z-MAC *(Zebra-MAC)* est un protocole MAC hybride qui utilise un découpage temporel basé sur TDMA et qui gère l'accès au sein des *slots* par CSMA/CA [RHE08].

Après le déploiement du réseau, Z-MAC commence par une étape de découverte du voisinage à deux sauts, puis effectue une assignation des différents *slots* aux nœuds détectés en utilisant la méthode DRAND *(Distributed Randomized TDMA Scheduling for Wireless Adhoc Networks)*. DRAND est un protocole distribué qui assure qu'un *slot* ne soit pas assigné à deux nœuds situés à moins de trois intervalles de temps.

Le principe est le suivant : pour accéder au canal, si le nœud est le propriétaire du *slot* courant, il doit attendre un temps T_0. Si le médium est libre il émet, sinon il attend et recommence la même démarche. Dans le cas où le *slot* appartient à un voisin à deux sauts, et s'il y a une forte contention d'un de ses voisins à deux sauts, le nœud n'a pas le droit d'utiliser ce *slot*. Le Z-MAC utilise la technique LPL présentée dans la partie précédente : comme les nœuds peuvent émettre à n'importe quel moment, les nœuds doivent écouter le médium périodiquement pour savoir s'il y a des émissions. La figure 24 illustre le principe de ce protocole.

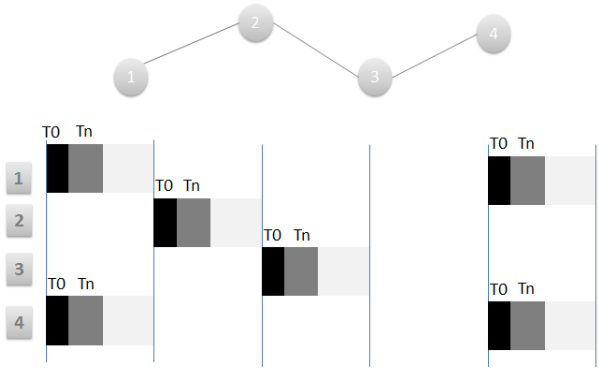


Figure 24 : Protocole Z-MAC *(ZebraMAC)*

4.2. G-MAC

G-MAC *(Gateway MAC)* est un protocole MAC qui assure le découpage du temps en deux périodes, l'une pour la collecte et l'autre pour la distribution, et dont les échanges se font à l'aide de CSMA/CA et une période de distribution reposant sur TDMA. Il utilise la notion de *cluster*, ce dernier étant constitué de nœuds gérés par une station appelée passerelle.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

- ✓ Durant la **période de collecte**, les nœuds envoient à leurs passerelles deux types de trafics :
  - Les requêtes FRTS *(Future Request to Send)* assurent la réservation d'un *slot* de temps dans la période de distribution pour un échange entre deux nœuds du même *cluster*.
  - Le trafic *inter-cluster* pour les nœuds de *clusters* différents.
    NB : les échanges se font à l'aide de messages RTC et CTS.
- ✓ La **période de distribution**, qui commence par une diffusion du message GTIM *(Gateway Traffic Indication Message)*, contient deux informations : les indications temporelles des deux périodes et le séquencement des échanges entre les nœuds du même *cluster*.

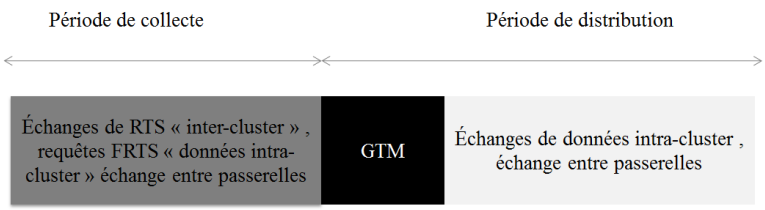


Figure 25 : Protocole G-MAC *(Gateway MAC)*

4.3. Funneling MAC

Comme son nom l'indique, le *Funelling* MAC est proposé comme solution au goulot d'étranglement qui constitue un problème majeur pour les réseaux de capteurs. On peut constater ce phénomène lorsqu'un nœud joue le rôle de puits de données vers lequel l'ensemble des capteurs dirigent leur trafic.

Ce protocole adopte la méthode d'accès CSMA/CA pour l'ensemble du réseau durant un premier intervalle de temps puis, dans la zone à forte charge uniquement, pendant un second intervalle de temps l'utilisation du TDMA permet de garantir un temps d'accès minimal aux nœuds voulant transférer des données vers le puits. La figure 26 illustre le principe de ce protocole.

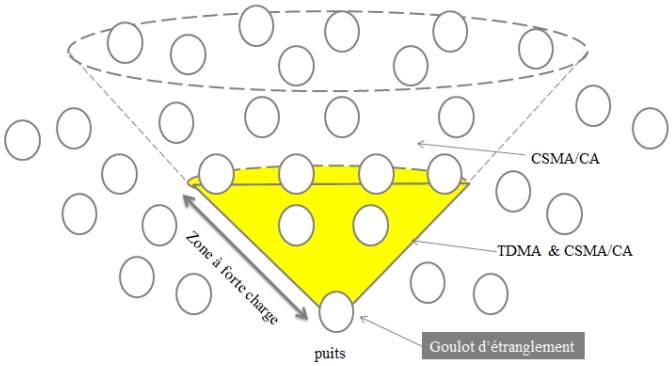


Figure 26 : Principe du protocole *Funneling MAC*

Ces deux intervalles de temps constituent une super-trame présentée dans la figure 27 ci-dessous.



Figure 27 : Exemple de super-trame du protocole *Funelling MAC*

4.4. Conclusion

Les méthodes TDMA et CSMA restent des techniques fondamentales pour résoudre les problématiques d'accès au réseau, avec pour objectif la minimisation de la consommation d'énergie ainsi qu'une gestion d'accès contrôlée par des paramètres liés au temps ou à la charge du réseau. La charge du réseau peut ne pas être une contrainte forte dans le cas d'un réseau qui ne transporte qu'une petite quantité d'information, tout particulièrement dans le cas d'un réseau de capteurs pour le domaine médical. Dans la partie suivante nous présentons les protocoles MAC dédiés à la technologie ULB, plus spécifiquement dans un contexte BAN.

5. Protocoles MAC ULB dans un contexte BAN

Nous présentons dans cette partie quelques protocoles MAC dédiés aux réseaux de type BAN dans un contexte ULB. Les transmissions ULB feront quant à elles l'objet du chapitre suivant.

5.1. PSMA

Le PSMA (*Preambule Sense Multiple Access*) est un protocole MAC utilisé dans les applications de types BAN. Ce protocole démarre quand les nœuds capteurs du réseau BAN testent un préambule dont l'objectif est de détecter si le canal est occupé ou non. Les nœuds attachés au réseau sont indiqués au niveau du préambule sous forme d'une donnée. Ceci donne une visibilité sur l'occupation du canal. L'utilisation de la séquence de préambule a pour objectif la minimisation des fausses alertes ainsi que de la consommation d'énergie. Ce protocole s'inspire du standard IEEE 802.15.4a par son utilisation de trames balises (*Beacons*), comme illustré par la figure 28.

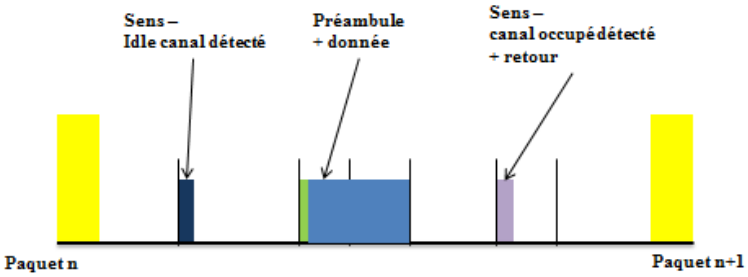


Figure 28 : Protocole PSMA *(Preambule Sense Multiple Access)*

1.1. Protocole MAC basé sur les régions exclusives

Ce protocole repose sur une architecture d'émission et de réception basée sur des antennes directives. Une région exclusive (ER) représente l'environnement direct du récepteur. Lorsqu'un nœud appartient à la région exclusive, il peut causer des interférences. Les nœuds qui n'appartiennent pas à la région n'ont quant à eux aucune influence sur le système (*cf.* figure 29). Dans ce protocole, l'envoi de données entre nœuds d'une même « ER » est basé sur les codes de saut temporel (TH-codes), tandis qu'il permet aux nœuds de différentes « ER » d'envoyer leurs données simultanément. Il faut noter que dans ce cas tous les nœuds envoient les données de manière asynchrone. La finalité de ce protocole est la minimisation des interférences dans le cas de transmissions ULB multiples et l'optimisation du débit.

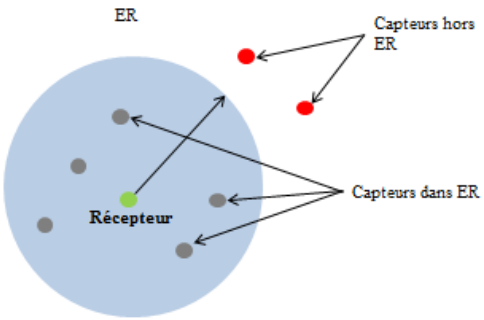


Figure 29 : Protocole MAC basé sur l'exclusion de régions

1.2. U-MAC

Il s'agit d'une approche proactive adaptative pour un protocole MAC ULB au lieu d'une approche réactive. Les deux notions d'adaptativité et de proaction sont présentes dans l'allocation des données et

de l'énergie pour des nœuds utilisant la technologie ULB via un message « Hello ». Ce type de message est utilisé pour fournir une information sur l'état actuel du nœud, qui envoie le niveau d'énergie utilisé. À la réception d'un message « Hello » chaque nœud est capable de déterminer les informations concernant les nœuds voisins. Ces informations sont utilisées pour ajuster le niveau d'énergie de chaque nœud. Il faut signaler que ce protocole est utilisé dans le cas d'architectures avec plusieurs nœuds et un coordinateur. La figure 30 illustre le principe du protocole.

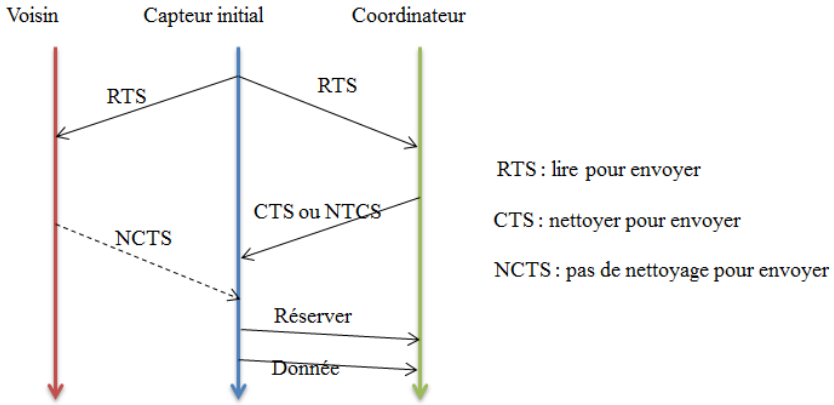


Figure 30 : Protocole U-MAC

1.3. DCC-MAC

Ce protocole se base sur une technique dite DCC (*Dynamic Channel Coding*) qui est utilisée avec l'objectif d'atténuer les interférences d'accès multiple. La notion de *cross layer* est utilisée dans ce protocole, ce qui met en évidence le recours à la couche physique. Ce protocole suppose que tous les nœuds transmettent au maximum de leur puissance mais avec une utilisation de mécanismes de contrôle d'énergie afin de gérer au mieux la consommation. Le récepteur compare l'amplitude des impulsions détectées avec un seuil prédéfini par le coordinateur, ce qui assure la discrimination de la forme d'onde. Cependant, les émetteurs transmettent avec un taux d'énergie déterminé contrairement au récepteur dont l'énergie est gérée via le coordinateur du système.

III. Conclusion

Les travaux de recherches proposés dans ce manuscrit visent à proposer une architecture de communication assurant plusieurs modes de communication, mono-utilisateur et multi-utilisateur. Quant aux réseaux de capteurs, les nœuds et le coordinateur doivent être en mesure d'effectuer des transmissions multiples (*multicast*) et de la diffusion (*broadcast*). Les protocoles MAC existants assurent généralement une gestion d'accès pensée pour minimiser la consommation de tous les nœuds.

Dans un contexte d'architecture en étoile, il peut être cependant intéressant de limiter plus encore la consommation des nœuds distants, au détriment d'une consommation plus importante du coordinateur, ce qui inenvisageable pour une architecture configurable. L'unique marge de manœuvre pour limiter la consommation des nœuds réside dans la prise de parole : la consommation minimale ne pourra être atteinte que si un nœud émet quand il le souhaite, sans être obligé d'effectuer une vérification du canal, et sans attendre l'autorisation d'émettre. Cela implique que les échecs de transmissions soit rares pour que le gain obtenu ne soit pas contrebalancé par la nécessité de multiplier les tentatives. En conséquence, il est nécessaire de disposer d'une technique qui minimise les phénomènes d'interférence entre symboles.

L'idée principale consiste à exploiter les modulations par forme d'impulsion, chaque nœud se voyant affecter une impulsion différente, en veillant naturellement à utiliser des impulsions qui soient

toutes orthogonales entre elles. Sur ce principe de base pourra être développé un ensemble de possibilités autres que nous développerons plus loin dans ce document.

Chapitre 3 — L'ultra-large bande (ULB)

Les défis technologiques associés au traitement de l'information assuré par les techniques mises en œuvre dans l'ULB lui ouvrent un avenir très prometteur. Nous avons vu dans le chapitre précédent que les réseaux de capteurs font souvent appel à des protocoles de couche MAC très évolués qui reposent très souvent sur des techniques de transmissions basiques. Il apparaît que la couche MAC, au-delà de ce qu'elle apporte comme fonctionnalités indispensables au fonctionnement des réseaux en tant qu'entités, sert également à pallier les limitations des couches physiques régulièrement rencontrées (mise en œuvre de modulations basiques telles que BPSK, FSK, ou OOK).

Dans ce chapitre nous abordons la technologie ULB avec comme volonté d'exploiter ses qualités dans un contexte de transmissions de réseaux de capteurs BAN, et plus particulièrement pour des transmissions intra-corporelles. Nous insisterons sur les différents aspects, depuis le contexte actuel et les réglementations, jusqu'à l'intérêt qu'il présente et son adéquation aux architectures de communications pour les domaines d'applications déjà évoqués. Nous présenterons naturellement également l'intérêt que revêt la radio impulsionnelle dans ce contexte.

I. Contexte actuel de l'ULB

Le terme « ultra-large bande » a été employé dès la fin des années 80 par le département américain de la défense. Avant sa standardisation, la technologie ULB a connu plusieurs autres noms tels que : communication en bande de base, radio impulsionnelle, communication sur porteuses libres, communication non sinusoïdale, communication à grande bande passante relative, super-large bande ou mono-impulsion. En effet, ces 20 dernières années ont été marquées par l'utilisation de l'ULB uniquement pour certaines applications règlementées, et notamment la détection, le radar et les communications militaires.

La particularité des systèmes ULB repose sur l'utilisation d'impulsions de faible puissance. Cette forme de communication a été présentée par R. A. Scholtz à la conférence Milcom en 1993 [SCH03], avec pour objectif principal de proposer un moyen de communication discret et surtout résistant en milieux fortement bruités. L'idée développée dans ce travail est la suivante : puisque la puissance d'un signal impulsionnel est déployée sur des centaines de MHz, la densité spectrale de puissance (DSP) qui en résulte est très faible mais permet d'en assurer la détection tout en rendant difficile l'interprétation d'une communication. Après ce lancement, les recherches sur la technologie ULB se sont engagées dans une nouvelle voie pour apporter des contributions novatrices à la radio ULB [GHA02, SCH05, DUB08, ZHA09a & ZHA09b].

Aujourd'hui, et après la standardisation en 2009 de la norme IEEE 802.15.6 appelé aussi BAN (*Body Area Network*), l'ULB a pris d'autres orientations et notamment celle de la radio impulsionnelle. Dans ce domaine d'application qui concerne le corps humain et des données de nature physiologique, l'ULB est devenu une partie importante de cette norme, notamment pour les modèles de canaux CM3 et CM4 dans la bande 3,1-10,6 GHz.

II. Publication de la règlementation

1. Définition

Depuis février 2002, la loi américaine a fixé les limites en bande et en puissance autorisées pour les systèmes ULB conformément aux règlementations proposées par la FCC. Afin d'aboutir à ce résultat, la FCC a établi une approche expérimentale plutôt qu'une étude du service : elle a défini les limites en termes de largeur de bande, de domaines d'application, ainsi que de puissance. En effet, cette situation assure la protection de la cible vis-à-vis des services avec lesquels elle risque d'interférer. Suivant cette réglementation, une définition officielle a été adoptée pour l'ULB : tout signal dont la bande passante à -10 dB excède à tout moment une bande de fréquences de l'ordre de 500 MHz ou de 20 % de sa fréquence centrale est considéré comme ULB et dépend de la réglementation ULB.

Il reste à signaler que la FCC permet d'ouvrir des bandes de fréquences en fonction des limites de puissance établies. Pour les systèmes de communication, la bande autorisée est de 3,1 à 10,6 GHz avec une utilisation limitée à l'intérieur des bâtiments (*indoor*). La bande passante du signal est définie entre les points maximums émis. La fréquence centrale F_c et la bande relative B_{frac} sont définies comme :

$$F_c = \frac{F_l + F_h}{2} \text{ et } B_{frac} = 2 * \frac{F_h - F_l}{F_h + F_l} = \frac{B_w}{F_c} \quad (1)$$

Avec F_l la limite inférieure correspondant à la fréquence basse, et F_h la limite supérieure correspondant à la fréquence haute.

2. Systèmes de communication ULB

Ainsi, la fréquence F_m à laquelle le maximum est rayonné doit se situer entre 3,1 et 10,6 GHz, c'est-à-dire que toutes les émissions en dehors de cette bande ne se seront pas retenues. Les contraintes fondamentales liées à ces systèmes sont les suivantes : la puissance moyenne dans les bandes ULB est limitée à -41,3 dBm par tranche de 1 MHz ; en dehors de cette bande deux masques doivent être appliqués, un masque pour les systèmes *indoor*, et un autre pour les systèmes mobiles ou *hand-held*. Plusieurs contraintes ont accompagné la mise en place de cette technique, notamment l'émission dans le cas d'un système *indoor* uniquement avec un récepteur associé, sans l'orienter vers l'extérieur du bâtiment. En revanche, les systèmes de communication mobiles peuvent opérer tant à l'extérieur qu'à l'intérieur, mais l'émission ne doit pas excéder 10 s, la puissance EIRP *(Effective Isotropic Radiated Power)* de pic est limitée à 0 dBm dans une bande de l'ordre de 50 MHz autour d'une fréquence F_m.

3. Réglementation de l'ULB

3.1. Réglementation aux États-Unis

En février 2002, la FCC a limité les niveaux d'émission des signaux ULB à un EIRP maximal de -41.3 dBm/MHz pour une bande de fréquences allant de 3,1 GHz à 10,6 GHz : les États-Unis ont ainsi été les premiers à réglementer l'utilisation de l'ULB. La figure 31 représente le masque d'émission imposé par la FCC pour les systèmes opérant en intérieur et en extérieur.

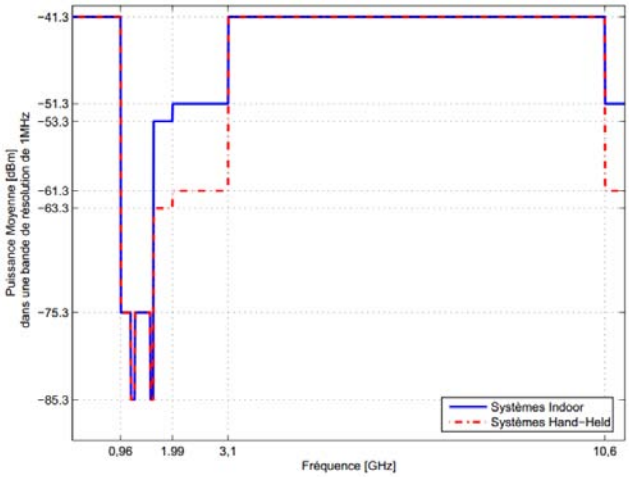


Figure 31 : Masque FCC pour l'ULB *indoor* (en bleu) *outdoor* (en rouge) [DUB08]

3.2. Réglementation hors des États-Unis

L'intérêt présenté par l'ULB a poussé l'Europe et le Japon à établir les spécifications de leurs propres spectres d'émission. Le projet de position règlementaire européenne s'appuie sur un gabarit de puissance très rigoureux. Dans cette proposition, les systèmes ULB se voient isolés à la partie haute de la bande FCC au-dessus de 6 GHz avec une DSP maximale fixée à -41,3 dBm/MHz. Pour des raisons de protection de futurs services mobiles, le spectre situé entre 3 et 5 GHz n'est accessible qu'avec un niveau de puissance de -70 dBm/MHz. La figure 32 montre l'état actuel en Europe et suivant plusieurs normes pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur.

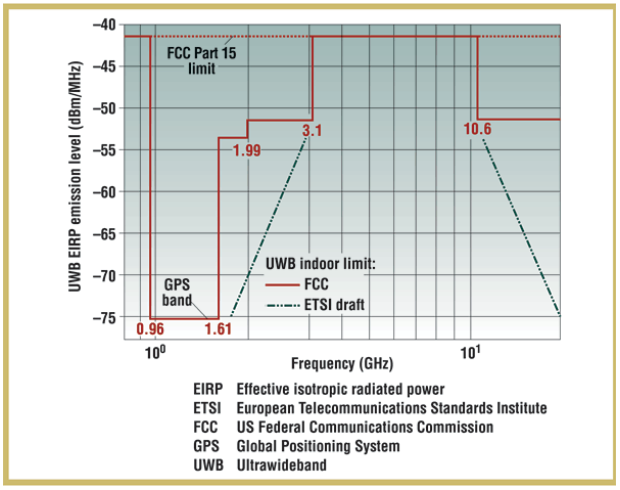


Figure 32 : Masque FCC pour l'ULB adapté en Europe

III. Émission

Dans cette section nous détaillons le principe de l'émission dans le cas de l'ultra-large bande impulsionnelle. Cette étude se base principalement sur la forme de l'impulsion comme étant la porteuse de l'information, et nous expliquons les différents paramètres de la radio impulsionnelle. Nous commencerons par l'étude de la forme classique de l'impulsion élémentaire (une étude sur les différents forme d'impulsion fera l'objet du chapitre suivant), pour ensuite définir les différents types de modulations impulsionnelles, avant d'aborder les notions d'accès multiple dédiées à ce mode de communication.

1. Forme d'impulsion

Les systèmes ULB par radio impulsionnelle utilisent très fréquemment un type d'impulsion qui porte le nom de monocycle. L'utilisation d'impulsions au lieu de sinusoïdes pour porter l'information pose de nombreuses questions relatives à la génération des formes d'impulsions, leur modulation et le codage des trains impulsionnels. Dans la littérature, il existe un grand nombre de formes d'impulsions pour les transmissions large bande telles que la gaussienne et ses dérivées, les impulsions de Nyquist, les polynômes orthogonaux, mais aussi les ondelettes [CHE14]. Le modèle couramment proposé par les premiers systèmes ULB était le monocycle gaussien [DUB08]. Ce modèle a été abandonné et remplacé par une ondelette gaussienne obtenue par multiplication d'une gaussienne par un signal sinusoïdal. Une autre famille de systèmes repose sur les polynômes orthogonaux (Hermite, Gegenbauer, etc.) [GHA02, MAS02]. Plus récemment, l'utilisation de la transformée en ondelette (continue ou discrète) a été proposée pour générer les impulsions. La transformée en ondelettes discrète (TOD) et la transformée en paquets d'ondelettes (TPO) offrent une approche efficace pour les systèmes de communications multi-utilisateurs et multi-bandes. L'algorithme de Mallat permet de concevoir la TOD comme une cascade de filtres sous forme d'arbre hiérarchique tant pour la décomposition que pour la reconstruction. Pour une fréquence d'horloge donnée, la durée de l'impulsion dépend donc de la profondeur du filtre caractéristique de l'ondelette utilisée, ainsi que de l'échelle d'analyse : lorsque l'on augmente la profondeur de l'ondelette, nous influençons la forme des impulsions générés, donc la notion de profondeur, ou d'échelle, est liée à la forme de l'impulsion.

Le principe couramment retenu pour l'impulsion repose très souvent sur la conservation d'une forme gaussienne dans le domaine temporel. L'équation mathématique d'une telle impulsion peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P(t) = A \cdot e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \cdot \cos(2\pi f_c t) \quad (2)$$

L'idée principale de la radio impulsionnelle repose sur l'utilisation d'une impulsion de très courte durée. Le modèle d'impulsion adopté lors des premiers travaux sur la radio impulsionnelle était le monocycle gaussien. L'équation mathématique de l'impulsion p(t) est la suivante :

$$p(t) = \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}} \cdot \frac{t}{\sigma} \cdot e^{\frac{-t^2}{4\sigma^2}} \quad (3)$$

avec σ qui détermine la durée et donc la largeur de bande de l'impulsion.

Vue la forme proposée par le monocycle qui ne respecte pas le masque d'émission réglementaire, et suite à la publication de la réglementation par la FCC, cette forme a été abandonnée et remplacée par une gaussienne multipliée par un signal sinusoïdal qui porte le nom d'ondelette gaussienne. L'équation mathématique des ondelettes gaussiennes est donnée par :

$$\text{Ordre 0 : } p(t) = \sqrt{\frac{2}{\sqrt{\pi\sigma}}} \cdot e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \cdot \sin(2\pi f_c t) \quad (4)$$

$$\text{Ordre 1 : } p(t) = \sqrt{\frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma}}} \cdot e^{-\frac{t^2}{4\sigma^2}} \cdot \sin(2\pi f_c t) \quad (5)$$

avec σ le facteur qui détermine la largeur de bande de l'impulsion, et f_c la fréquence du signal sinusoïdal. La figure 33, illustre des formes d'impulsions gaussiennes de quelques nanosecondes et une validation de la densité spectrale de puissance (DSP) dans le masque FCC.

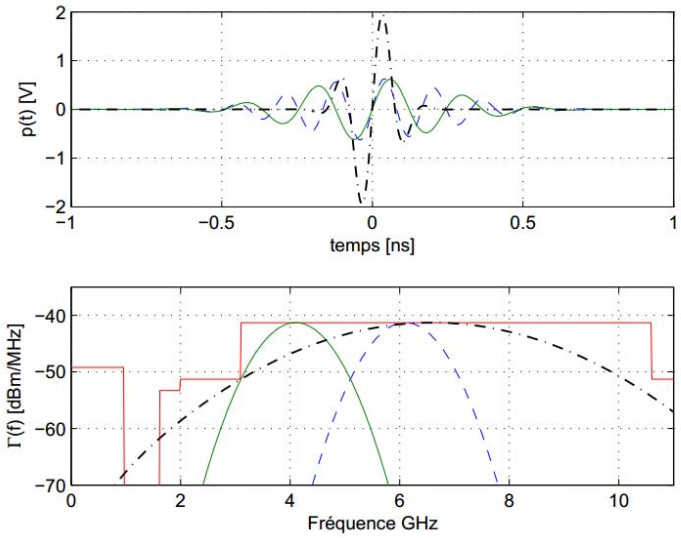


Figure 33 : Forme d'impulsion gaussienne avec validation du spectre sur le masque FCC [DUB08]

Dans la radio impulsionnelle, l'impulsion constitue le support de l'information, néanmoins la transmission impulsionnelle nécessite une opération de modulation de cette impulsion afin de lui attribuer une valeur binaire. Les techniques classiques de modulation sont toutes envisageables :

- **Modulation de phase de l'impulsion** : plus connue sous le nom de BPSK *(Binary Phase Shift Keying)*, cette technique assure la modulation de l'information via la phase de l'impulsion (0 ou π), comme illustré par la figure 34. En pratique, cette modulation consiste simplement à inverser le signe de l'impulsion.

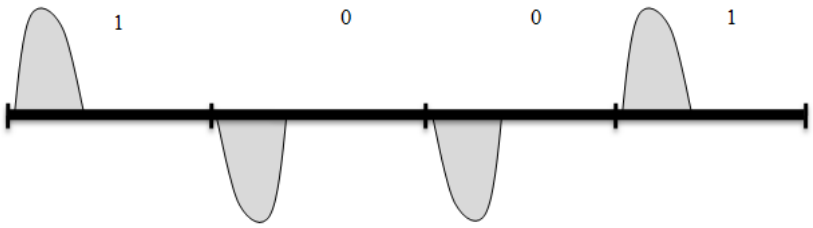


Figure 34 : Modulation BPSK

- **Modulation tout-ou-rien** : également connue sous le nom de OOK *(On Off Keying)*, comme son nom l'indique elle consiste à coder l'information via la présence ou l'absence d'impulsion, *cf.* figure 35.

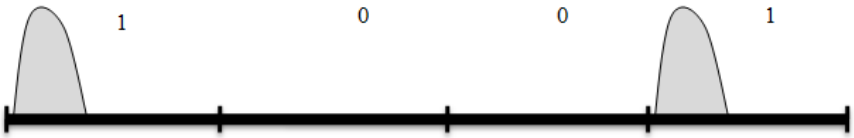


Figure 35 : Modulation OOK

- **Modulation de position de l'impulsion** : connue sous le nom PPM *(Pulse Position Modulation)* elle consiste à moduler l'information par un décalage temporel noté δ correspondant aux deux états de la modulation [ABH13]. Le principe est illustré dans la figure 36.

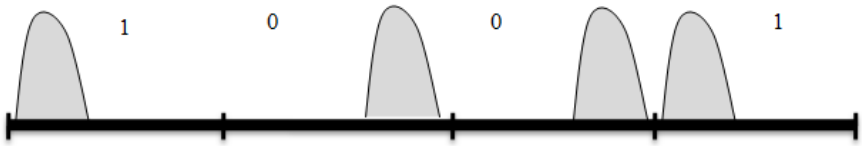


Figure 36 : Modulation PPM

- **Modulation de forme de l'impulsion** : cette technique inclut plusieurs formes de modulation qui prennent en considération la discrimination de la forme d'onde : la **modulation de largeur d'impulsion** connue sous le nom de PWM *(Pulse Width Modulation)* consiste à moduler l'information via la largeur de l'impulsion pour distinguer les deux états 0 et 1. La **modulation d'amplitude** connue sous le nom de PAM *(Pulse Amplitude Modulation)* consiste à coder l'information suivant deux valeurs différentes de l'amplitude. La modulation par forme d'impulsion à proprement parler, connue sous le nom de PSM *(Pulse Shape Modulation)*, consiste à coder chaque état d'information par une forme d'impulsion qui lui est propre, ce qui nécessite une diversité de générations des formes d'impulsions [ABD12]. La figure 37 suivante illustre les différents cas de figure possibles.

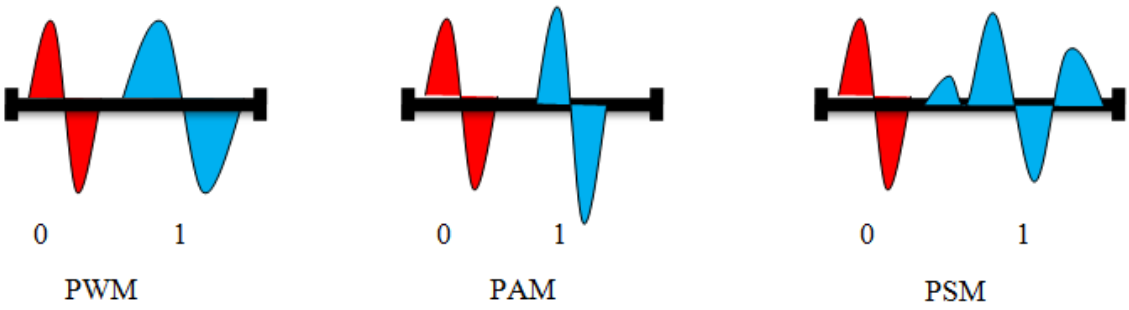


Figure 37 : Modulations par forme de l'impulsion : PWM, PAM et PSM

Même si la transmission dans les systèmes ULB est effectuée en bande de base, la modulation reste une étape cruciale qui attribue un paramètre identifiable à l'information émise, de façon à simplifier sa reconnaissance à la réception, en permettant au minimum de distinguer deux états binaires.

Ce traitement préalable des impulsions avant leur émission est généralement simple et consomme donc relativement peu d'énergie comparé à l'accès au médium. En contrepartie, à l'exception de la PSM, les techniques employées ne permettent généralement de transporter qu'un seul bit par symbole (par impulsion). Les techniques PPM ou PAM pourraient être utilisées pour porter plusieurs bits par impulsion, mais la PAM est trop sensible au bruit pour être efficace, et la PPM multivaluée nécessite une gestion stricte des temps mis en œuvre. La PSM constitue donc une technique prometteuse permettant d'envisager d'augmenter le débit de transmission, au prix d'un prétraitement plus important à l'émission, et de techniques de reconnaissance de forme évoluées à la réception.

Dans la partie suivante nous détaillons les techniques mises en œuvre pour construire les trains d'impulsions, ou trames impulsionnelles.

IV. Transport des symboles dans le cas de l'ULB

Nous présentons dans cette partie la technique du TH-UWB *(Time Hopping – Ultra-WideBand)* pour les modulations par forme d'impulsion.

Lorsqu'on veut émettre une suite de bits (…, b0, b1, …, bk, bk+1, …) au débit t/Tb, la technique TH-UWB décrite ici permet d'assurer le décalage temporel entre les impulsions. Cette technique repose sur l'utilisation de codes pseudo-aléatoires.

Les premiers travaux concernant la formalisation des signaux TH-UWB ont été proposés par Scholtz [SCH93] d'autres travaux ont par la suite permis la standardisation du TH-UWB. Nous suivrons ici la même démarche que Scholtz mais avec une notation différente.

1. Structure du TH-UWB

Ainsi, l'impulsion est caractérisée par sa durée très courte vis-à-vis de la durée du symbole T_s, ce qui traduit par un spectre très large. Durant un intervalle de temps de durée T_s, l'impulsion se répète plusieurs fois, ce qui conduit à créer des schémas de séparation des utilisateurs basés sur la technique du saut temporel. L'efficacité de la technique de saut temporel tient dans le fait que le même symbole d'information est répété à des instants différents déterminés par un code propre à chaque utilisateur. La figure 38 présente la structure du signal TH-UWB pour des modulations de forme d'impulsion à deux états.

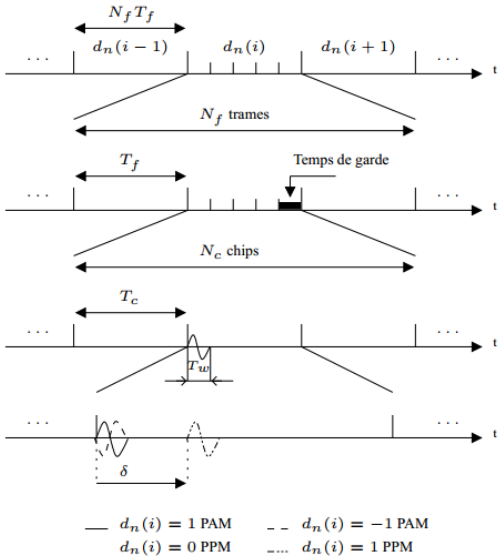


Figure 38 : TH-UWB dans le cas de la PPM et de la PAM

Le signal TH-UWB associé au même symbole d'information est composé de N_f trames de durée T_f. Chaque trame comporte une et une seule impulsion associée au symbole d'information. Cette trame sera découpée en N_c *chips* de durée T_c pour déterminer la position de l'impulsion à l'intérieur de la trame. Nous pouvons ajouter que la durée de l'impulsion étant très courte, elle n'occupera pas la totalité du *chip*. Le fait que la position de l'impulsion dans la trame soit déterminée par un code propre à chaque utilisateur permet de limiter les interférences entre utilisateurs. L'ajout d'un intervalle de garde à la fin de chaque trame permet également d'atténuer les interférences entre symboles et entre trames dues à la dispersion temporelle du canal de transmission.

2. Notion de code de saut temporel

L'idée des codes consiste à dire qu'il est plus simple de moduler tous les *chips* par un nombre binaire qui vaut 0 si le *chip* est vide et 1 si le *chip* est occupé, plutôt que de décaler l'impulsion selon les numéros des *chips* occupés. Mathématiquement, le saut temporel sera traduit de la manière suivante :

$$x_n(\mathrm{t}) = \sum_{j=0}^{N_f-1} w(t - jT_f - \bar{c}_n(j)T_c) \qquad (9)$$

Le principe est le suivant : un train d'impulsion au rythme T_c est envoyé et multiplié par 0 si le *chip* est vide et par 1 si le *chip* est occupé. Pour chaque trame le code développé prend une valeur (0 ou 1) sur chaque *chip*. Le code développé sera présenté de la manière suivante :

$$c_n(\mathrm{k}) = \begin{cases} 1 \; si \; k = \bar{c}_n \; (\mathrm{j}) + \; \mathrm{j}N_c, 0 < j < N_f - 1 \\ 0 \qquad \text{ailleurs} \end{cases} \tag{10}$$

avec, k=0,..., $N_c N_f$-1

Nous obtenons alors l'équation suivante :

$$x_n(\mathrm{t}) = \sum_{j=0}^{N_c N_f - 1} c_n(j) w(t - jT_c) \tag{11}$$

Nous présentons dans la figure 39 un exemple numérique présentant la technique de passage d'un code initial à un code développé. Dans ce cas, nous considérons N_c = 4 et N_f = 3, le code initial vaut $\bar{c}_n$ = {1;1;3} alors que le code développé s'écrit c_n = {1;0;0;0;0;1;0;0;0;0;1}.

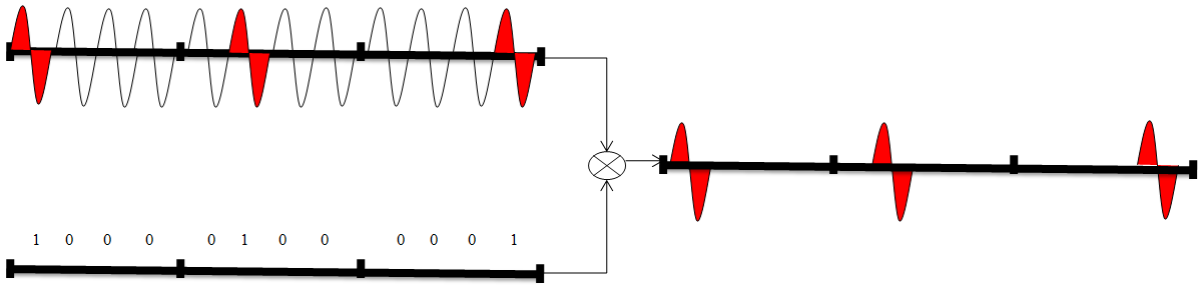


Figure 39 : Codage par saut temporel

3. Codage des symboles TH-UWB

Le saut temporel consiste à effectuer un codage des symboles d'information utile avant l'envoi de toute donnée. Dans la littérature, il existe deux méthodes principales de codage, le saut temporel ou le *mapping*.

3.1. Code de saut-temporel [SCH93]

Le code de saut-temporel est utilisé pour limiter la périodicité du signal ULB et réduire les raies spectrales. Selon les notions de la théorie de l'information, chaque signal périodique fait apparaitre des raies spectrales aux fréquences multiples de la période. Techniquement la trame est présentée par l'unité temporelle de durée T_f est subdivisé en M_c *slots*, chacun de durée T_c. Le code de saut noté $\{S_j\} \epsilon [0,\ldots,M_c\text{-}1]$ définit le numéro de *slot* occupé par l'impulsion dans la trame.

3.2. Code de mapping [CHA07]

Pour assurer une réception satisfaisante, émettre une seule impulsion par symbole n'est pas suffisant. La solution est d'associer plusieurs impulsions à un symbole qui peut s'exprimer par l'application d'une fonction de *mapping* g :

$$\mathrm{g} : F_2 \rightarrow F_2^{N_f}$$

avec F_2 le corps de Gallois à deux éléments et $F_2^{N_f}$ l'extension d'ordre N_f.

La flexibilité en termes de débit présentée par la technique de radio impulsionnelle rend le paramétrage du nombre d'impulsions par symbole N_f plus facile. L'expression du signal émis pour un symbole TH-UWB pour les trois types de modulations BPSK, PPM, OOK est :

- Pour BPSK : S(t) $= \sum_{j=0}^{N_f - 1} \sqrt{E_p} \, . \, (2C_j - 1).\mathrm{p}(\mathrm{t}\text{-}\mathrm{j}T_f\text{-}S_j T_c)$

- Pour PPM : S(t) $= \sum_{j=0}^{N_f-1} \sqrt{E_p}$ .p(t-jT_f-S_jT_c-C_jδ)
- Pour OOK : S(t) $= \sum_{j=0}^{N_f-1} \sqrt{E_p}$. C_j.p(t-jT_f-S_jT_c)

avec E_p l'énergie de l'impulsion.

L'émission nécessite donc trois étapes : i) la première étape est la génération des impulsions ; ii) dans la deuxième étape, la modulation prépare les impulsions avant leur émission ; iii) la dernière étape consiste à émettre l'information sur le canal.

Plusieurs modèles de canaux ont fait l'objet de travaux de recherche, mais selon l'objectif de la modélisation, un simple canal avec bruit blanc additif est parfois utilisé. Dans la partie suivante nous présentons une étude du canal dans un environnement ULB.

V. Canal

1. Présentation

Dans une architecture de communication, le signal émis subit des distorsions dues au passage par le canal de propagation. Le but d'une modélisation du canal est d'évaluer le comportement de la transmission en présence de ces distorsions [DUB08]. Parmi les propriétés remarquables des signaux ULB, on retiendra que la très courte durée des impulsions assure la résolution d'un grand nombre de trajets dans le domaine temporel, mais également que la faible puissance d'émission fragilise la communication en rendant parfois leur détection difficile. Deux modèles de propagation ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche [TAB13 & TAB14] : la visibilité directe et la non-visibilité directe. L'évaluation de ces modèles consiste à mettre les utilisateurs dans des situations de propagation différentes, notamment en présence ou non d'obstacles qui vont entre autres se traduire en une atténuation du signal et par la présence ou non de plusieurs trajets. Il faut signaler que ces deux modèles de propagation ont été la base de la standardisation des modèles de canaux ULB par plusieurs groupes de recherche (TG4).

La plupart des travaux concernant l'ULB se basent sur un modèle statistique du canal, publié par le groupe de travail IEEE 802.15.TG4. Dans ce standard, les auteurs proposent un modèle pour des environnements typiques (résidentiel, bureau, ou industriel). Tous les modèles proposés reposent sur le modèle original de Saleh & Valenzuela [SAL87] qui reste une référence pour les modèles de canaux *indoor* (figure 40). Il était néanmoins nécessaire d'adapter les paramètres de ce modèle de référence aux différentes campagnes de mesures menées par le groupe de travail. Dans le cas du modèle retenu, la réponse impulsionnelle est assimilée au regroupement de plusieurs trajets, ou *clusters*, qui sont composés des groupes de trajets, chacun étant caractérisé par une valeur d'atténuation et de retard [BEN13]. Cette réponse impulsionnelle est décrite par l'équation suivante :

$$H(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,l} \, . \, e^{j\varphi_{k,l}.\delta(t-T_l-\tau_{k,l})} \qquad (12)$$

avec $a_{k,l}.e^{j\varphi_{k,l}}$ l'atténuation complexe, $\tau_{k,l}$ le retard du $K^{éme}$ trajet du $l^{éme}$ *cluster*, *L* la distribution du nombre de *clusters*, *K* la distribution du nombre de trajets, et T_l le retard du $l^{éme}$ *cluster*.

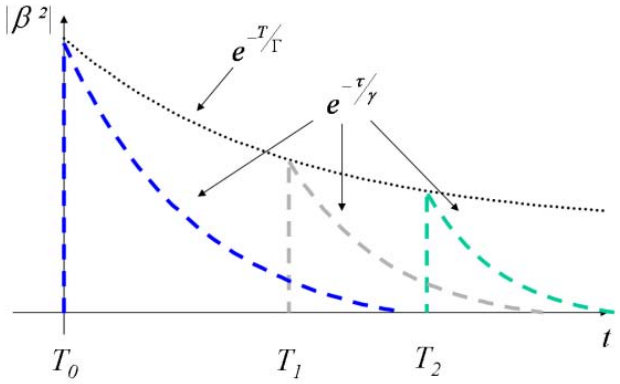


Figure 40 : Modèles de canaux Saleh-Valenzuela

La figure 41 donne un aperçu de la réponse impulsionnelle dans un environnement résidentiel dans les cas d'une vue directe (LOS, *line-of-sight*) et indirecte (NLOS, *non-line-of-sight*). Il est conseillé ici de suivre une approche quantitative et d'utiliser les paramètres obtenus par l'analyse du canal, au lieu de manipuler les distributions statistiques des paramètres du modèle de Saleh et Valenzuela. Le tableau 4 décrit les valeurs numériques de ces paramètres issus de l'analyse faite dans un environnement spécifique des canaux CM1, CM2, CM3 et CM4. Il faut signaler que les modèles des canaux décrivent l'état des émetteurs et récepteurs ainsi que l'environnement. Les modèles CM1 et CM3 forment le cas avec visibilité directe (LOS) dans des environnements « résidentiel » et « bureau », respectivement, et CM2 et CM4 décrivent le cas le plus critique de la non visibilité directe (NLOS) pour les environnements « résidentiel » et « bureau », respectivement.

Tableau 4 caractéristiques des canaux ULB

Modèle de canal	Type de canal	N_{-10}	$N_{85\%}$	Γ(ns)
CM1	LOS résidentiel	17	55	16,4
CM2	NLOS résidentiel	37	115	18,5
CM3	LOS bureaux	22	45	11,5
CM4	NLOS bureaux	60	128	A3,3

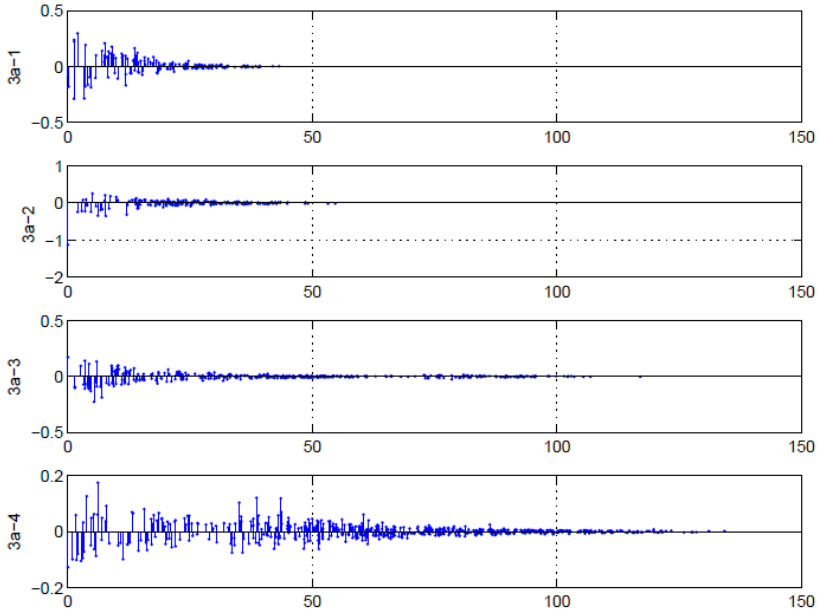


Figure 41 : l'ensemble des canaux ULB issues des modèles CM1, CM2, CM3 et CM4 [DUB08]

2. Conclusion

La technologie ULB nécessite de tenir compte des spécifications des canaux ULB afin d'améliorer l'architecture. Une exploitation parfaite du canal conduit à récupérer l'essentiel de l'énergie du signal ce qui facilite la détection des impulsions au niveau de la réception et permet de se satisfaire d'un rapport signal sur bruit défavorable. Les modèles de canaux utilisés pour les communications intracorporelles ne prennent pas en considération l'environnement de transmission mais des aspects liés au corps humain avec des contraintes complexes liées à son hétérogénéité (peau, muscles, os, articulations, etc.) sources de phénomènes proches de ceux rencontrés en environnements résidentiels (affaiblissements, chemins multiples). Dans ce sens, le modèle SV peut être une base de réflexion intéressante pour la modélisation des transmissions ULB-RI intracorporelles, notamment par les approches LOS et NLOS.

VI. Récepteur

Les systèmes de réception impulsionnels comportent deux grandes familles : les récepteurs cohérents et les récepteurs non-cohérents. Les premiers travaux de recherche sur les transmissions ULB se sont focalisés sur l'approche cohérente. Ensuite, et pour des raisons de diminution des coûts des architectures, les recherches ont essentiellement porté sur l'approche non-cohérente qui a de fait gagné en popularité. La réception non-cohérente présente une perte de performances comparée à la réception cohérente, notamment en termes de rapport signal sur bruit, mais au profit d'un gain de simplicité et d'une réduction du coût [BEN13 & DUB08]. Avant de choisir une méthode de détection et de démodulation adéquate, il est nécessaire de se pencher sur la mise en place du système de réception, et donc avant tout sur l'acquisition et la synchronisation du signal.

Après le passage par le canal, le signal *r(t)* reçu à l'entrée du récepteur est :

$$r(t) = s*h(t) + n(t) \tag{13}$$

avec * le produit de convolution, *h(t)* le signal émis, *s* représentant les caractéristiques du canal et *n(t)* le bruit blanc.

1. Réception cohérente

La réception cohérente consiste à générer localement un motif de corrélation en phase avec le signal reçu. Le motif peut être sous forme de code ou même une impulsion. Ce type de récepteur se base souvent sur une méthode devenue aujourd'hui classique dans les systèmes de communication : le récepteur Rake. Le principe de ce récepteur consiste à générer un motif local utilisé comme base pour la corrélation. La difficulté de cette technique tient dans le fait que le motif doit être en phase avec le signal reçu et doit prendre en considération les déformations ajoutées par le canal.

1.1. Description du récepteur Rake

Le récepteur Rake a été présenté à l'origine par R. Price et P. E. Green en 1958 dans leur travail intitulé *A Communication Technique for Multipath Channel* [PRI58]. En effet, le récepteur Rake essaye de récupérer et de combiner toute l'énergie du signal à partir de toutes les composantes des trajets multiples. Comme montre la figure 42, les signaux de sortie de la ligne à retard sont combinés à l'aide d'une combinaison à ratio maximal. Par la suite, le signal combiné est démodulé en utilisant un filtre adaptatif.

L'implantation d'un tel récepteur assure la reconstitution de l'ensemble de la réponse impulsionnelle, ce qui n'est pas envisageable pour les systèmes ULB, puisque les modèles de canaux *indoor* peuvent se composer d'une centaine de trajets. Afin de contourner ce problème, d'autres variantes du récepteur ont été proposées : i) seuls les premiers trajets détectés sont pris en considération ; on parle alors de *Partial Rake* (PRAKE) ; ii) seuls les trajets les plus forts sont

sélectionnés ; c'est le cas par exemple du *Selective Rake* (SRAKE). Ces deux types de récepteurs se contentent d'estimer uniquement quelques paramètres représentatifs au lieu d'évaluer toute la réponse impulsionnelle. Les paramètres pris en compte sont les coefficients (a_k,Φ_k) et les retards (τ_k) des P trajets du canal. La figure 42 montre le principe du récepteur Rake : il s'agit de réaliser la somme de P corrélations correspondant aux P trajets. Une corrélation indexée par K correspond au lien entre l'impulsion élémentaire synchronisée avec le $K^{éme}$ trajet et le signal reçu. Après cette opération de corrélation, les différents trajets sont combinés selon le principe de maximisation du rapport signal sur bruit MRC (*Maximum Ratio Combining*) avec la variable de décision z.

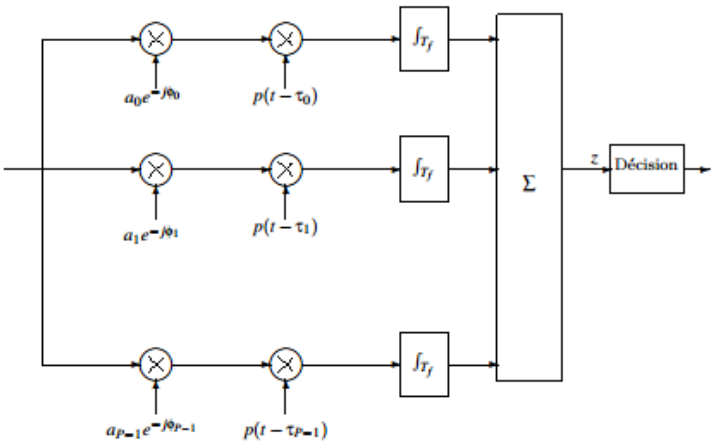


Figure 42 : Principe du récepteur RAKE

1.2. Implantation du récepteur Rake

Pour tout type de récepteur, le signal de prise de décision z peut s'écrire sous la forme :

$$Z = \sum_{k\in\rho} \int_0^{T_f} a_k.e^{-j\Phi k}.r(t).p(t-\tau_k)dt \quad (14)$$

Dans l'équation précédente, ρ représente l'ensemble des trajets sur lesquels le récepteur Rake effectuera une corrélation. Basiquement, il s'agit de tous les trajets pour le Rake complet, uniquement les trajets les plus forts dans le cas du Rake sélectif, et enfin les P premiers trajets dans le cas du Rake partiel. Une autre variable aléatoire $\mu(\rho) = \sum_{k\in\rho} |a_k|^2$ représente le pourcentage instantané de l'énergie collectée via le récepteur Rake. Elle dépend du nombre de trajets et du modèle de canal. Des travaux de recherche [WIN97, SCH97] ont été menés pour évaluer cette variable énergétique dans le cas des modulations BPSK, PPM et OOK :

$$P_{ec}(\text{BPSK}) = Q\left(\sqrt{\frac{2\mu(p)E_p}{N_o}}\right) \quad (15)$$

$$P_{ec}(\text{PPM,OOK}) = Q\left(\sqrt{\frac{\mu(p)E_p}{N_o}}\right) \quad (16)$$

où Q présente la fonction d'erreur complémentaire définie comme suit :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du \quad (17)$$

Tous ces paramètres du récepteur Rake exigent une estimation du canal et une synchronisation très précise, ce qui conduit une complexité architecturale importante, d'où le succès de la réception non-cohérente.

2. Réception non-cohérente

Dans ce type de récepteur on trouve souvent un simple détecteur d'énergie, utilisé pour la détection des signaux depuis de nombreuses années. Cette approche a été utilisée dans les systèmes

ULB pour répondre à la complexité des récepteurs cohérents. Le principe de cette démarche consiste en l'intégration de l'énergie du signal reçu sur une durée du même ordre de grandeur que la profondeur du canal. La figure 43 montre l'architecture d'un récepteur non-cohérent. Il se compose d'un filtre passe-bande dans la bande utile du signal W, d'un amplificateur suivi d'un dispositif d'élévation au carré et la variable de décision z produite à la sortie échantillonnée de l'intégrateur.

L'inconvénient principal de ce type de récepteur est qu'il est naturellement incompatible avec les modulations dépendantes de la forme d'impulsion, mais son énorme avantage est que l'opération d'estimation du canal n'est plus nécessaire ; la contrainte de synchronisation s'en trouve ainsi fortement relâchée. De plus, l'implantation d'un dispositif à détection d'énergie est moins couteuse que l'implantation d'un corrélateur, ainsi la particularité de cette réception est qu'elle présente une consommation d'énergie inférieure de plus d'un ordre de grandeur à celle des récepteurs cohérents.

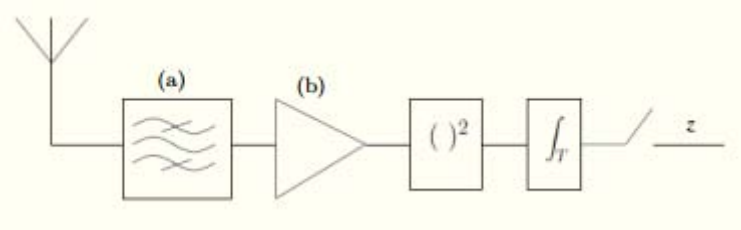


Figure 43 : Récepteur à détecteur d'énergie

2.1. Implantation

L'élément clé dans l'implantation du détecteur d'énergie est le mélangeur qui a pour objectif de redresser le signal en le multipliant avec lui-même. L'approche la plus simple consiste à employer une diode en entrée. En revanche, toute la complexité porte sur le gain de l'amplificateur qui doit être élevé. Ceci implique une consommation relativement importante puisque la tension au niveau de l'antenne est de l'ordre d'une centaine de microvolts alors que la tension de seuil des diodes est de quelques centaines de millivolts. Le gain doit alors être à l'ordre de 60 dB.

Cependant, l'utilisation d'un multiplieur classique permet de relâcher légèrement les contraintes sur le gain du premier étage de l'amplificateur LNA. Mais après l'élévation au carré, le signal doit obligatoirement être réamplifié avant l'intégration.

2.2. Prototype

Ce type de détecteur figurait parmi les projets réalisés lors des premières phases de ce travail de recherche. Nous avons réalisé un détecteur d'énergie par diode. Puisque ce récepteur est uniquement basé sur l'énergie du signal, l'information n'est pas codée par la polarité de l'impulsion mais via son amplitude. Nous avons réalisé le circuit illustré par la figure 44. Il s'agit d'un détecteur de puissance dont la tension V_{DC} varie en fonction du courant de la diode selon une relation carrée en fonction de la tension RF à l'entrée du circuit. L'utilisation d'une diode Schottky a pour objectif la détection des signaux à plus haute fréquence, car elle n'accumule pas de charge à sa jonction et permet donc une variation rapide du courant. Il faut signaler également que la sensibilité de la diode Schottky est plus élevée que celle des diodes silicium classiques. Les simulations effectuées ainsi que le circuit réalisé sont illustrées dans les figures 45 et 46.

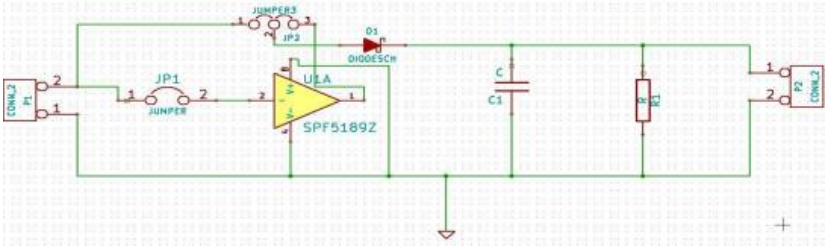


Figure 44 : Schéma de détecteur d'énergie analogique

Pour valider ce système, nous avons utilisé une antenne de type Vivaldi [YAN08], dont la particularité est de prendre en considération les fréquences les plus hautes. La figure 46 montre le démonstrateur réalisé au sein du laboratoire début 2012.

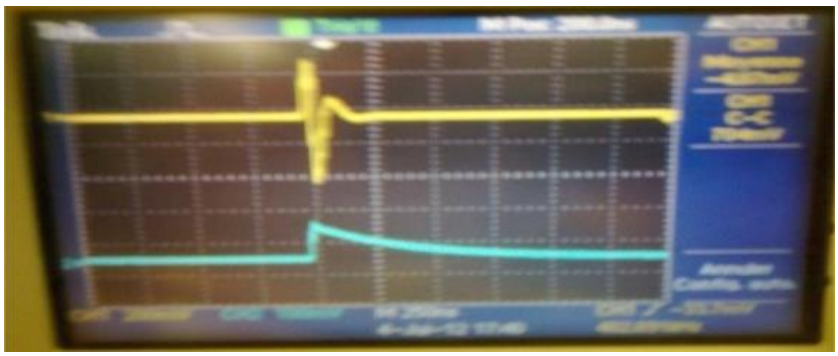


Figure 45 : signal jaune représente l'impulsion monocycle et le signal bleu représente la détection d'énergie de l'impulsion

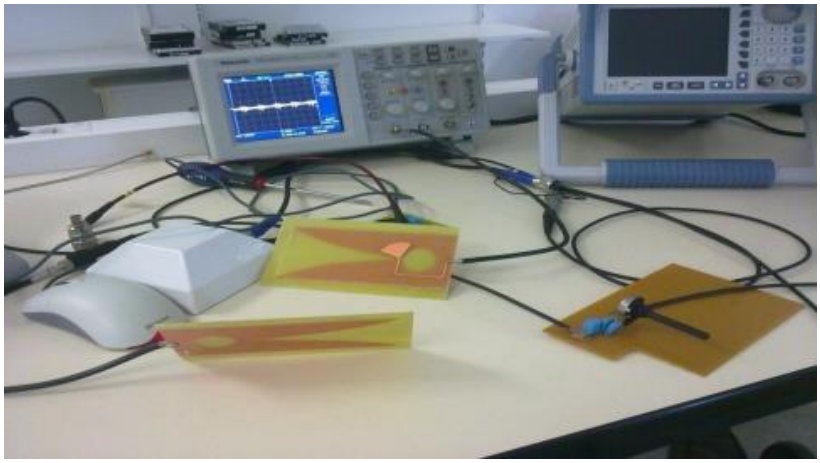


Figure 46 : Démonstrateur du détecteur d'énergie

VII. Conclusion

La technologie ULB-RI reste une solution prometteuse pour plusieurs types de communications et tout particulièrement les communications intracorporelles. Elle constitue une piste intéressante par sa résistance aux évanouissements et aux affaiblissements sélectifs, ce qui la rend compatible avec les tissus humains. L'inconvénient majeur de cette technologie reste sa simplicité en terme de techniques de modulations, ce qui nécessite des techniques d'accès au canal évoluées afin de pallier les faiblesses de la couche physique. Cela nous amène à réfléchir à des techniques de modulation impulsionnelle adaptables selon les besoins, voire à fusionner les deux couches physique et MAC afin de proposer une architecture d'émission-réception optimale.

Conclusion sur l'état de l'art

Le développement des architectures des réseaux de capteurs nécessite une étude approfondie de l'environnement qui conduit à faire un choix crucial des techniques de transmission. Plusieurs contraintes de ces systèmes influencent indirectement le choix des techniques mises en œuvre.

Les systèmes communicants et plus particulièrement les réseaux corporels présentent une forte influence aux interférences électromagnétiques et au bruit de fait de l'utilisation d'un médium de transmission constitué par les tissus humains. Le déploiement d'un réseau sur un tel médium nécessite une réflexion poussée sur les aspects liés aux chemins multiples de manière à gérer au mieux la dissipation d'énergie.

Les choix de méthodes d'accès au canal et de modulation ne peuvent pas être considérés séparément : ceci met en évidence le fort lien, voire la fusion nécessaire des couches basses PHY et MAC afin d'optimiser les architectures. Nous avons déjà évoqué le fait que la simplicité de la couche PHY se traduit souvent par une complexité accrue de la couche MAC, et inversement.

Le choix des techniques impulsionnelles apparaît donc comme prometteur dans un contexte de communications intracorporelles. D'une part, la nature ultra-large bande des transmissions garantit une certaine robustesse aux phénomènes d'évanouissement et d'affaiblissements sélectifs liés à la nature très hétérogène des tissus humains. D'autre part, ses caractéristiques temporelles facilitent le développement de techniques permettant de tirer parti des chemins multiples. Ces deux aspects conduisent à poser les systèmes ULB-RI comme de très bons candidats pour la conception de réseaux de capteurs BAN, particulièrement dans le cadre des communications intracorporelles.

Nous avons vu également que les modes de transmission impulsionnels classiques, reposant souvent sur des modulations basiques et des techniques de réception simples, conduisent à des débits relativement faibles (un seul bit par symbole), ou à un alourdissement conséquent des couches physique et MAC (codage pseudo-aléatoire, protocoles souvent complexes).

Une méthode de modulation impulsionnelle est cependant moins souvent rencontrée dans la littérature : la modulation de forme d'impulsion, si elle est judicieusement effectuée peut, avec un coût matériel potentiellement limité, permettre de simplifier, si ce n'est de les résoudre, les deux problèmes précédents. L'utilisation d'impulsions orthogonales peut :

- simplifier les mécanismes d'accès au canal (une forme d'impulsion par utilisateur) ;
- augmenter le débit (plusieurs bits portés par une impulsion) ;
- limiter les interférences entre symboles, les interférences d'accès multiple, les interférences entre utilisateurs ;
- favoriser la reconnaissance des impulsions, notamment dans un contexte particulièrement bruité ;
- simplifier les mécanismes de construction des trames.

De plus, l'utilisation de la PSM peut – dans une certaine mesure – s'envisager à la place des mécanismes précédents, ou au contraire en addition à ceux-ci : il est envisageable d'exploiter plusieurs formes d'impulsions avec des techniques de TH-UWB, le tout avec des protocoles de couche MAC tels que ceux que nous avons étudiés au chapitre 2.

Néanmoins, ces assertions méritent d'être vérifiées, et la validation fonctionnelle d'une architecture reposant sur des transmissions impulsionnelles orthogonales est nécessaire. Plusieurs voies sont envisageables, et en premier lieu, les mécanismes permettant de générer des impulsions

orthogonales doivent être analysés et testés pour déterminer quelle technique pourrait être adaptée au contexte décrit ici. Ce point fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 4 — Les impulsions orthogonales

La forme de l'impulsion comme mode de représentation des données présente un énorme intérêt pour les systèmes dits ULB-RI. Comme nous l'avons déjà développé dans le chapitre 3, les types de modulations varient selon les techniques, souvent en exploitant une seule forme d'impulsion, parfois plusieurs formes distinctes. Ceci pose la question de la forme d'impulsion à utiliser [MICH02 & SAK02]. Plusieurs formes d'impulsions ont été proposées dans la littérature, chacune présentant des caractéristiques propres, dépendant de la durée de l'impulsion, de ses propriétés mathématiques et notamment l'orthogonalité, ou encore de la complexité d'implantation [GHA02 & CIO07]. Dans ce chapitre nous étudions les différentes formes d'impulsions évoquées dans la littérature, en nous focalisant plus particulièrement sur les modèles d'impulsions orthogonales. Nous présentons aussi notre contribution sur la mise en œuvre de l'impulsion d'Hermite. Nous développons les raisons qui nous ont conduits à choisir ce modèle d'impulsion ainsi que l'architecture proposée.

L'objectif principal visé par l'utilisation de la radio impulsionnelle repose sur le principe qu'une information représentée par une impulsion de courte durée de l'ordre de quelques nanosecondes occupe une largeur de bande de quelques GHz. Dans la littérature, les premières impulsions dédiées aux systèmes communicants bas-débit étaient souvent des monocycles gaussien ou leurs dérivées, comme évoqué dans le chapitre 3. Il faut ajouter que le type de signal généré est caractérisé par sa forme périodique, présentant donc des raies spectrales espacées de la fréquence de répétition des impulsions. Généralement, les impulsions sont émises à des intervalles relativement importants formant un signal caractérisé par un rapport cyclique très faible, ce qui se traduit par une puissance moyenne très faible. Ce faible niveau de puissance sera compensé par la redondance introduite dans le signal émis assurée par les différentes formes de modulation et de mise en trames des impulsions, notamment par codage pseudo-aléatoire, de telle sorte que le signal émis sera souvent constitué de plusieurs impulsions par symbole.

I. Les polynômes orthogonaux

Les systèmes ULB utilisent très fréquemment un type d'impulsion simple ayant une forme de monocycle, et tout particulièrement le monocycle gaussien. L'utilisation d'impulsions plutôt que des sinusoïdes offre un autre regard sur les fonctions orthogonales, qui sont fréquemment utilisées dans les communications multi-utilisateurs. Elles apparaissent dans la physique mathématique et plus particulièrement les équations aux dérivées partielles de Laplace ou de Schrödinger, via la méthode de séparation des variables [MAS08]. Les polynômes orthogonaux, bien que très utilisés dans le domaine des mathématiques ou du traitement du signal, notamment pour l'analyse et l'interpolation, sont plus rarement employés dans les systèmes de communication et en particulier les réseaux de capteurs. Dans cette partie, nous étudions de nombreuses familles de polynômes orthogonaux caractérisés par un certain nombre de propriétés [SHE11 & JIA12].

1. Principe

Par définition, une famille de polynômes présentée sur un intervalle [a,b] par rapport à la fonction de poids w(x) qui est une fonction strictement positive et intégrable sur cet intervalle, est une suite de polynômes $G_0(x), G_1(x), \dots, G_n(x)$, où $G_k(x)$ est de degré k, tels que :

$$(G_k, G_n) = \int_a^b w(x)G_k(x)G_n(x)d_x = 0, \text{ si } k \neq 0 \quad (18)$$

Démonstration :

Nous prenons le produit scalaire des deux fonctions f et g :

$$(f, g) = \int f(x)g(x)w(x)d_x$$

Lorsque ce produit scalaire est nul, on dit que les fonctions f et g sont orthogonales. En posant f = g dans la relation précédente, nous obtenons le carré de la forme de f :

$$\|f\|^2 = (f, f) = \int [f(x)]^2 w(x)d_x$$

Dans l'équation 18, ne nous définissons pas entièrement les G_n, il faut en effet imposer d'autres conditions :

$$(G_n , G_n) = \int_a^b w[G_n]^2 dx = 1; \int_a^b xw\ G_n\ G_{n+1} dx > 1 \quad (19)$$

On obtient alors :

$$(G_k, G_n) = \int_a^b w(x)G_k(x)G_n(x)dx = \delta_{k,n} \quad (20)$$

Ce qui implique que les polynômes soient orthonormés.

2. Théorèmes utiles et définitions

En plus du principe fondamental présenté ci-avant, il est nécessaire d'aborder les théorèmes et définitions qui présentent un intérêt particulier pour la mise en œuvre des polynômes orthogonaux dans les transmissions impulsionnelles.

Théorème 1 *: Chaque polynôme de degré n est représentable sous forme d'une combinaison linéaire de polynômes G_k avec k<n.*

Si nous posons G_k comme combinaison linéaires de x^p pour un polynôme quelconque, P(x) peut s'exprimer comme suit :

$$P(x) = a_0G_0 + a_1G_1 + ... + a_nG_n \quad (21)$$

Pour déterminer les coefficients a_i il suffit d'effectuer le produit scalaire de l'égalité précédente :

$$a_p = (P, G_p)$$

Théorème 2 *: Le polynôme G_k est orthogonal à tout polynôme de degré inférieur.*

Définition 1 *: Les polynômes orthogonaux vérifient la relation de récurrence suivante :*

$$P_{n+1} = (a_n x + b_n)P_n + c_n P_{n-1} \quad (22)$$

Les coefficients a_n, b_n, c_n sont déterminés par les expressions suivantes :

Pour $k_n \neq 0$,

$$a_n = \frac{k_{n+1}}{k_n}, \text{ et } b_n = a_n \left(\frac{k'_{n+1}}{k_{n+1}} - \frac{k'_n}{k_n}\right) \text{ et } c_n = a_n \left(\frac{k_{n-1}h_n}{k_n h_{n-1}}\right)$$

où k_j et k'_j représentent les deux premiers coefficients de P_j :

$$P_j(x) = k_j x^j + k'_j x^{j-1} + ... \quad (23)$$

et h_j représente le produit scalaire de P_j par lui même :

$$h_j = \langle P_j, P_j \rangle \quad (24)$$

Définition 2 *: Les G_k sont proportionnels à la dérivée d'ordre k d'une fonction $U_k(k)$, suivant la formule d'Olinde Rodrigues :*

$$G_n(x) = \frac{1}{w}\frac{d^n}{dx^n}U_n(x) \quad (25)$$

Cette expression est généralement la solution du problème différentiel suivant :

$$\frac{d^{n+1}}{d^{n+1}}\left[\frac{1}{w}\frac{d^n U_n}{dx^n}\right] = 0 \quad (26)$$

avec $U = U' = U'' = \cdots = U^{(n-1)} = 0$ en x = a et x = b

Définition 3 *: L'identité de Darboux-Christofel peut être présentée sous la forme suivante :*

$$\sum_{k=0}^{n} G_k(x)G_k(y) = \frac{1}{(x-y)a_n}[G_{n+1}(x)G_n(x) - G_n(x)G_{n+1}(y)] \quad (27)$$

Les définitions présentées ci-dessus présentent un intérêt majeur pour l'utilisation des polynômes orthogonaux. Nous allons voir dans le paragraphe suivant que chaque polynôme orthogonal doit respecter l'une des définitions qui représentent les propriétés du polynôme.

3. Quelques modèles des polynômes orthogonaux

Plusieurs familles de polynômes orthogonaux peuvent être exploitées en tant que générateurs de formes d'impulsions. Chaque système de polynômes orthogonaux $(P_k)_{k\in N}$ et la suite $(\rho_k)_{k\in N}$ est caractérisé par sa propre fonction génératrice. Une fonction est introduite pour la renormalisation des polynômes, et définie par :

$$F(x,z) = \sum_{k=0}^{\infty} \rho_k . P_k(x).z^k \text{ , avec } x\in J \text{ et } |z| < R \quad (35)$$

Dans cette partie nous présentons quelques exemples de polynômes orthogonaux.

3.1. Polynômes de Legendre

Les polynômes de Legendre sont orthogonaux sur l'intervalle [-1,1] vis-à-vis de la fonction de poids w=1. En partant de $P_0 = 1$, nous pouvons orthogonaliser les puissances successives de x de la manière suivante :

$$P_0 = 1$$

$$P_1 = x$$

$$P_2 = \frac{(3x^2 - 1)}{2}$$

$$P_3 = \frac{(5x^2 - 3x)}{2}$$

$$P_4 = \frac{(35x^4 - 30x^2 + 3)}{8}$$

$$P_5 = \frac{(63x^5 - 70x^3 + 15x)}{8}$$

Le polynôme P_k a le degré de parité de k. La formule d'Olinde Rodrigues peut être vérifiée en intégrant par partie la relation d'orthogonalité $(P_k, P_t) = 0$ de la façon suivante :

$$P_n(x) = \frac{1}{2^n n!}\frac{d^n}{dx^n}(x^2 - 1)^n \quad (28)$$

La relation de récurrence est vérifiée comme suit :

$$(n+1)\,P_{n+1} - (2n+1)xP_n + nP_{n-1} = 0 \quad (29)$$

La figure 47 montre les formes d'impulsions générées lors de l'utilisation du polynôme de Legendre.

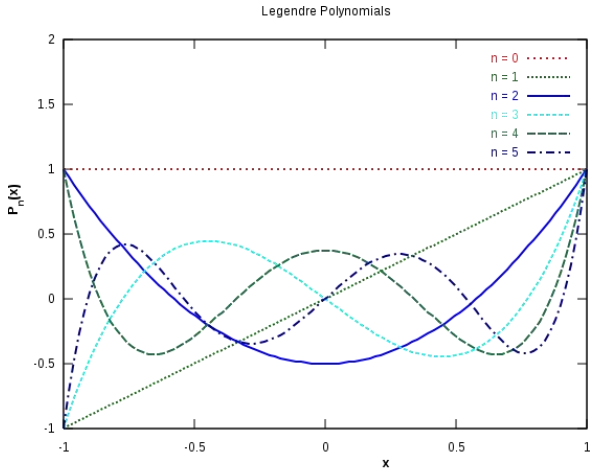


Figure 47 : Forme des impulsions via le polynôme de Legendre

La simplicité constitue le principal avantage de ce polynôme. En revanche, il conserve comme inconvénient majeur de nécessiter la parité de *n*, ce qui réduit la possibilité de générer plusieurs formes d'impulsions. De plus, il n'est orthogonal que sur l'intervalle [-1 ,1].

3.2. Polynômes de Laguerre

Les polynômes de Laguerre sont définis à partir de la formule d'Olinde Rodrigues :

$$L_n(x) = \frac{1}{n!}\, e^{-x} \frac{d^n}{dx^n}\left(e^{-x} x^n \right) \tag{30}$$

Ce qui permet d'écrire les premières formes du polynôme de la manière suivante :

$$L_0 = 1$$

$$L_1 = -x + 1$$

$$L_2 = \frac{(x^2 - 4x + 2)}{2}$$

$$L_3 = \frac{(-x^3 + 9x^2 - 18x + 6)}{6}$$

La fonction génératrice des polynômes de Laguerre est :

$$\frac{1}{1-t} \exp\left(-\frac{xt}{1-t}\right) = \sum_{k=0}^{\infty} L_k(x) t^k \tag{31}$$

La relation de récurrence est la suivante :

$$(n+1)L_{n+1} + (x-2n-1)\, L_n + nL_{n-1} = 0 \tag{32}$$

La figure 48 montre les formes d'impulsions générées dans le cas d'utilisation du polynôme de Laguerre.

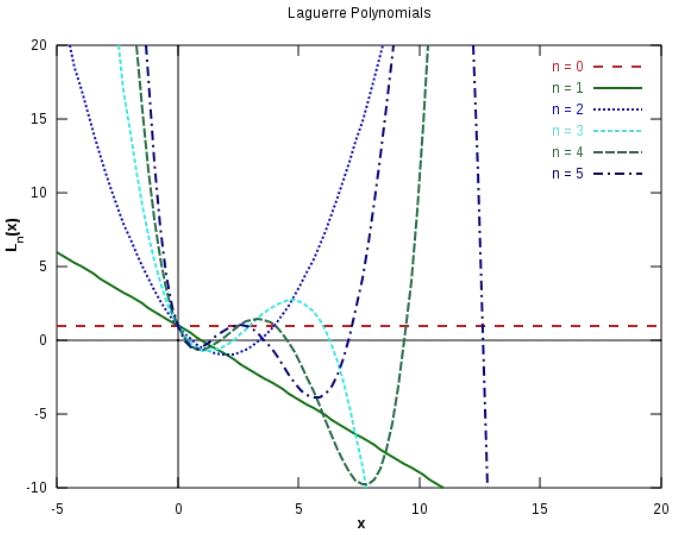


Figure 48 : Forme des impulsions via le polynôme Laguerre

Ces polynômes présentent l'avantage d'être faciles à mettre en œuvre à partir de la formule d'Olinde Rodrigues, mais ils présentent l'inconvénient de n'être orthogonaux que sur l'intervalle $[0,\infty]$.

3.3. Polynômes de Tchebychef

Les polynômes de Tchebychef sont caractérisés par leur simplicité :

$$T_n\,(x) = \cos\,[n\arccos(x)] \tag{33}$$

La relation de récurrence peut être vérifiée dans ce cas entre T_{n-1} , T_n et T_{n+1} par le calcul basé sur $\cos[(n\pm1)\,x]$:

$$T_{n+1}(x) + T_{n-1}(x) = 2xT_n(x) \tag{34}$$

Les expressions des premiers polynômes sont :

$$T_0 = 1$$

$$T_1 = x$$

$$T_2 = 2x^2 - 1$$

$$T_3 = 4x^3 - 3x$$

$$T_4 = 8x^4 - 8x^2+1$$

Ces polynômes sont orthogonaux sur l'intervalle [-1,1] par rapport à la fonction de poids w telle que :

$$w = \frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$$

La figure 49 illustre les formes d'impulsions générées dans le cas du polynôme de Tchebychef.

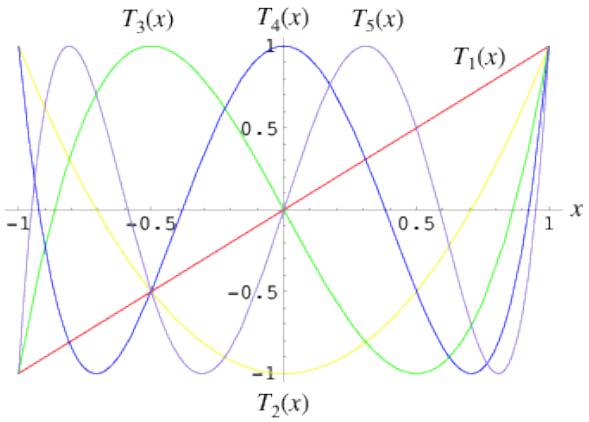


Figure 49 : Formes d'impulsions obtenues par le polynôme Tchebychef

Ces polynômes sont très utilisés pour la conception des systèmes de filtrage. Ils présentent l'avantage d'être simples, basés sur le cosinus. Leur inconvénient majeur reste leur orthogonalité sur l'intervalle [-1, 1] uniquement.

3.4. Polynômes de Gegenbauer

Par définition, les polynômes de Gegenbauer – ou polynômes ultrasphériques – sont des classes de polynômes orthogonaux nommés ainsi en l'honneur de Léopold Gegenbauer. Ces polynômes sont obtenus à partir des séries hypergéométriques :

$$G_n^{(\alpha)}(z) = \frac{(2\alpha)^n}{n!}\, 2F_1\left(-n,\ 2\alpha + n\ ;\ \alpha + \frac{1}{2}\ ;\frac{1-z}{2}\right) \qquad (35)$$

La figure 50 suivante montre les formes d'impulsions générées dans le cas du polynôme de Gegenbauer.

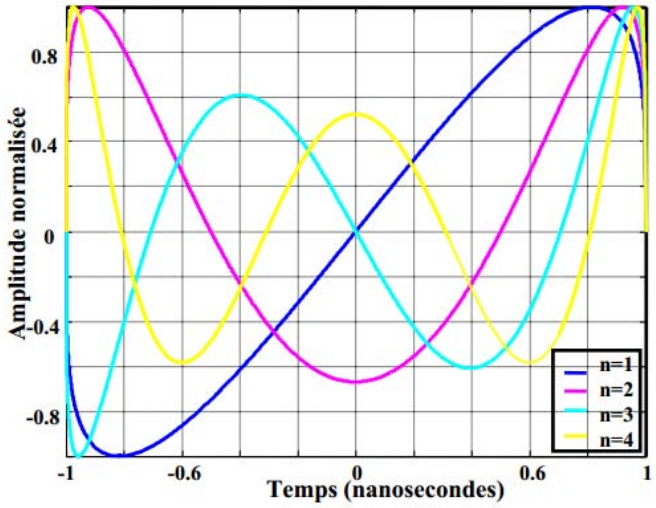


Figure 50 : Formes d'impulsions obtenues par le polynôme de Gegenbauer

Ces polynômes présentent l'avantage de vérifier les relations de récurrence et la formule de Rodrigues mais ils ne sont orthogonaux que sur l'intervalle [-1,1].

3.5. Polynômes de Jacobi

Ce polynôme est présenté sous la forme suivante :

$$I=[-1,1]\ ;\ w= (1-x)^{\alpha}(1-x)^{\beta}\ ;\ \alpha,\beta > -1$$

Les polynômes de Jacobi représentent des cas particuliers de polynômes déjà cités auparavant : polynôme de Legendre pour α=β= 0, polynôme de Tchebychef de première espèce (α = β = -1/2), de

deuxième espèce ($\alpha = \beta = 1/2$), de troisième espèce de ($\alpha = -\beta = -1/2$), de quatrième espèce ($\alpha = -\beta = 1/2$) et les polynômes de Gegenbauer ($\alpha=\beta=\lambda-1/2$). Ces polynômes constituent ainsi un « cas standard » des polynômes orthogonaux présentés auparavant. En changeant les coefficients α et β nous obtenons des polynômes différents, mais ils présentent naturellement l'inconvénient de n'être définis que dans l'intervalle [-1, 1].

3.6. Les polynômes d'Hermite

La forme des impulsions a toujours été un défi pour les transmissions haut débit. Plusieurs formes proposées dans la littérature sont basées sur un traitement mathématique comme les polynômes orthogonaux ou certaines transformées. Le polynôme d'Hermite a été l'objet d'une attention particulière [GHA02 & GOR07]. L'utilisation de la fonction d'Hermite dans les systèmes générateurs d'impulsion n'est pas nouvelle. Les polynômes d'Hermite ont également été utilisés dans différents domaines, et notamment pour le traitement d'images [GOM11a & GOM11b].

Les polynômes d'Hermite peuvent être définis à partir de la formule de Rodrigues :

$$h_{en}(t) = (-1)^n e^{\frac{t^2}{2}} \frac{d^n}{dt^n}(e^{-\frac{t^2}{2}}) \tag{36}$$

avec $n \in \mathbb{N}$ et$-\infty < t < +\infty$.

L'impulsion d'Hermite se base sur un polynôme récursif dont la forme dépend de l'ordre du polynôme. Chaque polynôme présente ainsi une forme d'impulsion différente et orthogonale d'un ordre à l'autre [MAS08]. Comme exemples de ces polynômes, nous pouvons donner :

$$h_{e1}(t) = t$$

$$h_{e2}(t) = t^2\text{-}1$$

$$h_{e3}(t) = t^3\text{-}3t$$

$$h_{e4}(t) = t^4\text{-}6t^2\text{+}3$$

$$h_{e5}(t) = t^5\text{-}10t^3\text{+}15t$$

Ces impulsions sont orthogonales les unes par rapport aux autres mais leurs spectres individuels sont différents. La notion d'orthogonalité est assurée via la forme du polynôme d'Hermite, c'est-à-dire par la mesure de la densité μ avec :

$$\frac{d_{\mu(x)}}{d_x} = \frac{e^{-x^2/2}}{\sqrt{2\pi}} \tag{37}$$

Alors que $\int_{-\infty}^{+\infty} H_n(x)H_m(x)e^{-\frac{x^2}{2}}d_x = n!\sqrt{2\pi}\delta_{nm}$ (8)

où δ_{nm} est le symbole de Kronecker, qui vaut 1 quand $n = m$ et 0 dans le cas contraire.

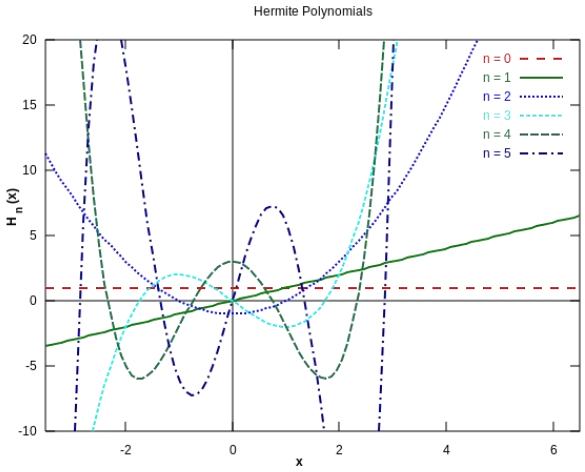


Figure 51 : Les formes d'impulsions d'Hermite suivant plusieurs ordres

L'utilisation de formes d'impulsions différentes nécessite un traitement avant l'émission de la totalité de l'information. L'ULB-RI étant réalisée en bande de base, ceci ne nécessite qu'une mise en forme simple pouvant être réalisée par les techniques de modulation dédiées à la technologie ULB. Plusieurs formes de modulations ont été proposées dans la littérature. Contrairement aux autres polynômes déjà prédéfinies, le principal avantage du polynôme d'Hermite est qu'il présente la particularité d'être orthogonal sur tout l'intervalle [-∞ , +∞].

4. Choix d'un polynôme générateur

Dans cette architecture, notre choix s'est porté sur un générateur d'impulsions de type Hermite. Contrairement aux polynômes orthogonaux présentés auparavant, Hermite constitue un cas particulier identifié par des formes d'impulsions récursives et qui présentent la particularité d'être orthogonales entre elles tout au long de l'intervalle [-∞ , +∞], ce qui n'est pas le cas des autres formes polynomiales. Les autres polynômes étant orthogonaux sur l'intervalle [-1, 1], ils peuvent être envisagés comme générateurs d'impulsions, celles-ci étant par essence définies sur un intervalle limité. Cependant, les autres polynômes ne garantissent pas l'auto-orthogonalité entre les différentes impulsions, ce qui reste le principal point fort du polynôme d'Hermite.

II. Contribution concernant le polynôme d'Hermite

Le polynôme d'Hermite était l'objet d'une base solide de générateurs de formes d'impulsions dans les systèmes de communications personnels et notamment les systèmes ULB. Dans la littérature, plusieurs travaux ont été consacrés d'une part à la génération de différentes formes d'impulsions selon l'ordre du polynôme, et d'autre part aux traitements liés à ce type d'impulsions au sein d'une architecture d'émetteur-récepteur (modulation, filtrage, réception et détection) [GHA02, GOR07, GOR08a, GOR08b, GOM11a & GOM11b]. Dans cette partie nous présentons notre contribution sous forme d'une architecture d'émetteur-récepteur basée sur les impulsions d'Hermite à l'émission et sur la corrélation des impulsions à la réception.

1. Principe

La raison d'utiliser des impulsions orthogonales d'Hermite à l'émission tient d'abord dans la volonté de simplifier la discrimination des impulsions à la réception. Ceci doit permettre de limiter les interférences entre symboles, tout en autorisant l'émission simultanée d'impulsions d'ordres différents. Nous nous intéressons dans ce travail de recherche à l'aspect architectural des réseaux de capteurs et donc plus particulièrement sur l'utilisation des impulsions comme porteuses de

l'information dans un contexte multi-utilisateurs. Après l'étude préalable consacrée au choix de la forme orthogonale, et notamment au choix du type d'impulsion, notre besoin repose sur deux points essentiels : un vaste choix de formes d'impulsions orthogonales, et la possibilité de les détecter si elles sont émises simultanément.

L'émetteur a pour objectif la génération des différentes formes d'impulsions, l'affectation des impulsions à chaque utilisateur et la génération des trains d'impulsions. Le modèle de canal sélectionné est de type gaussien à bruit blanc additif. Le récepteur consiste à détecter l'information à l'aide d'un corrélateur et à la prise de décision quant à la nature de la donnée (valeur et émetteur). Dans la suite de cette partie, nous présentons les détails de l'architecture proposée. Le schéma de la figure 52 suivante illustre le principe de l'architecture proposée.

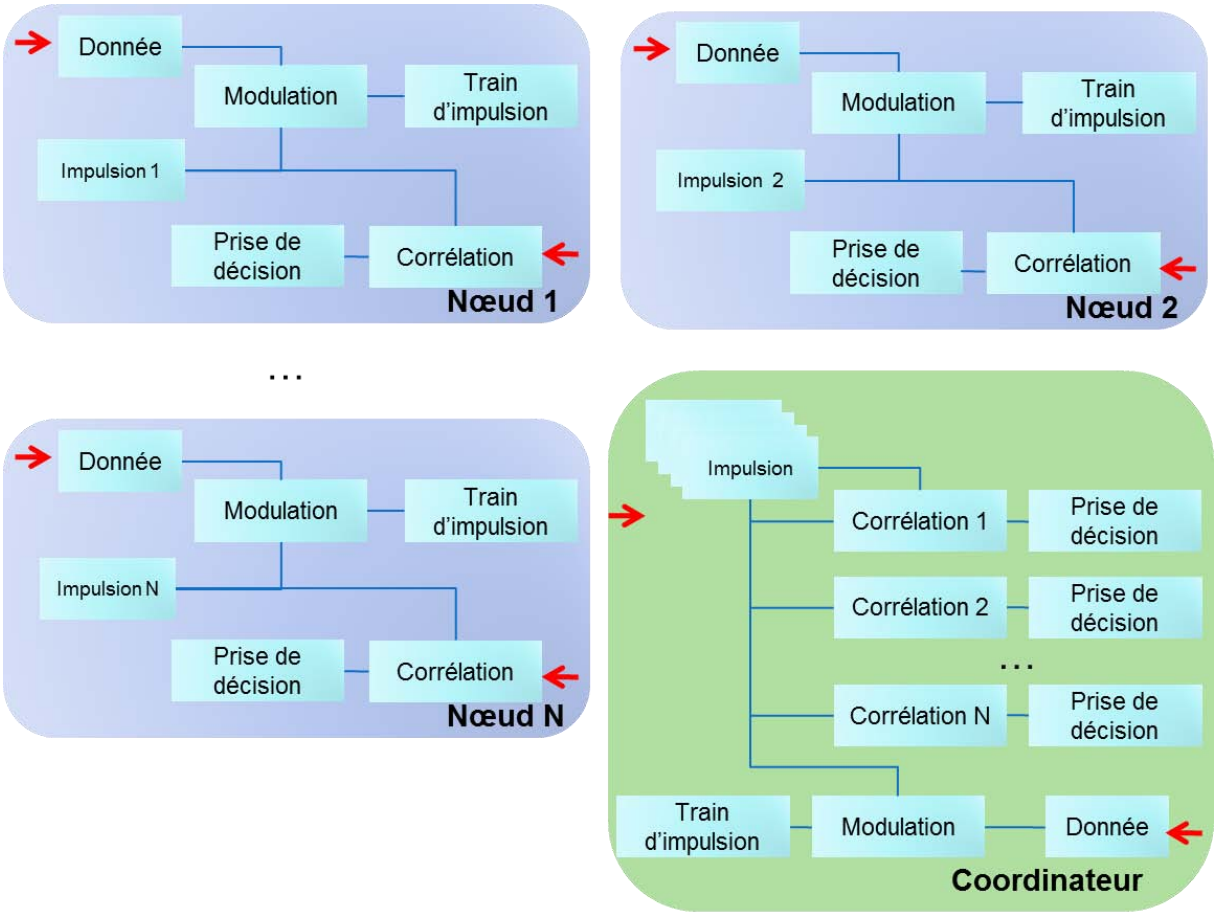


Figure 52 : Principe de l'architecture proposée

2. Émetteur basé sur l'impulsion d'Hermite

Le polynôme récursif d'Hermite permet de générer plusieurs formes d'impulsions, chaque ordre du polynôme offrant une forme propre d'impulsion, chacune orthogonale aux autres. Les figures 53 et 54 donnent quelques exemples d'impulsions d'Hermite.

Ceci offre la possibilité d'envisager plusieurs modes d'utilisation distincts.

2.1. Premier mode

Dans le premier mode, une seule impulsion est utilisée pour l'ensemble des utilisateurs et est exploitée avec des modulations simples de type OOK ou BPSK. L'architecture reste ainsi simple, mais

l'orthogonalité des impulsions n'est pas entièrement exploitée et la gestion des différents utilisateurs est totalement reportée sur la couche MAC.

Le principal intérêt de ce mode réside dans la simplification du corrélateur qui n'a à reconnaître qu'une seule forme d'impulsion. L'avantage par rapport aux techniques traditionnelle à base de détecteur d'énergie est lié au fait que l'impulsion émise sera plus aisément identifiable : le système de transmission pourra donc se satisfaire d'un rapport signal sur bruit défavorable.

L'autre avantage à utiliser des impulsions auto-orthogonales permet d'obtenir une précision temporelle très fine sur l'instant d'arrivée des impulsions. En effet, la réponse du corrélateur se fera uniquement lorsque l'impulsion reçue est en phase avec le modèle local, contrairement aux récepteurs basés sur la détection d'énergie dans lesquels l'intégrateur va étaler la réponse du détecteur dans ler temps.

2.2. Deuxième mode

Une modulation par forme d'impulsion (PSM) qui attribue une impulsion différente à chaque utilisateur (ordre du polynôme différent) permet une discrimination de la forme d'impulsion à la réception. Ce mode de fonctionnement est plus complexe à mettre en œuvre, car il nécessite un corrélateur « intelligent » capable d'analyser l'impulsion reçue, ou la présence de plusieurs corrélateurs, chacun étant « calé » sur une forme d'impulsion prédéfinie. Néanmoins, ce mode présente l'avantage de soulager la couche MAC en permettant l'accès multiple au canal de façon implicite.

L'orthogonalité entre les impulsions est naturellement une obligation stricte pour la mise en œuvre de ce mode transmission. Il faut rappeler que l'orthogonalité diminue voire annule les interférences entre impulsions, ce qui donne la possibilité au récepteur de détecter les différents trains d'impulsions.

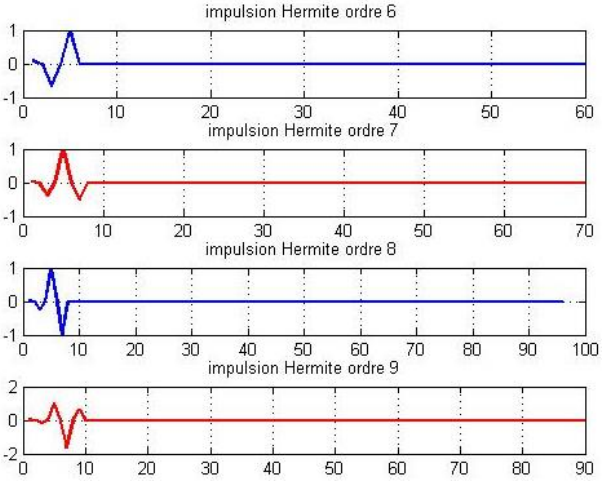


Figure 53 : Formes d'impulsions d'Hermite d'ordres 6, 7, 8 et 9

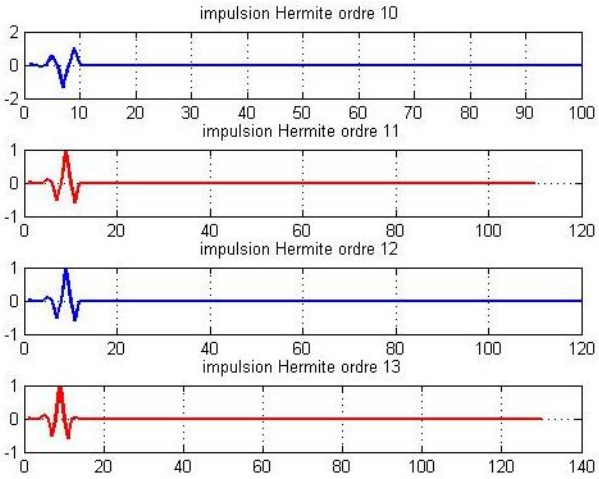


Figure 54 : Formes d'impulsions d'Hermite d'ordres 10, 11, 12 et 13

2.3. Troisième mode

Le troisième mode de fonctionnement est l'union des deux précédents : tous les utilisateurs utilisent toutes les formes d'impulsions. Ce mode est donc caractérisé par les inconvénients des deux techniques : générateur complexe, récepteur complexe, et nécessité d'une couche MAC évoluée. Cependant, l'intérêt essentiel de ce mode est de pouvoir augmenter le débit d'un utilisateur puisque chaque impulsion pourra porter plusieurs bits. La complexité sera donc en 2^n, n étant le nombre de bits par impulsion.

3. Étude de faisabilité du masque FCC

L'ULB exige de vérifier la compatibilité avec les normes FCC des impulsions utilisées. Cette vérification consiste à valider la densité spectrale de puissance des impulsions mises en œuvre dans le système sur les deux masques FCC (*indoor* et *outdoor*). La figure 55 montre l'étude faite concernant le masque FCC : elle montre les impulsions d'Hermite d'ordres 6, 7, 8 et 9, ainsi que leurs DSP.

Nous pouvons remarquer que les spectres ne sont pas optimaux par rapport aux masques : la validation reste approximative entre les bandes exigées 3,1 et 10,6 GHz. Cela impliquera notamment de vérifier le comportement des impulsions avec un filtrage passe-bande.

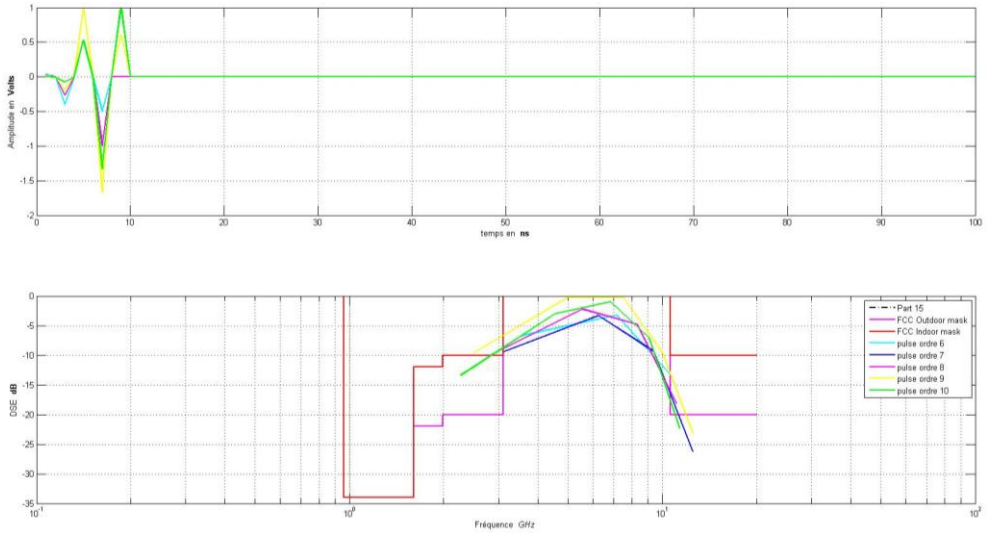


Figure 55 : Validation du spectre de l'impulsion d'ordre 10 dans le masque FCC

4. Modulation impulsionnelle basée sur l'impulsion Hermite

Diverses modulations peuvent être utilisées pour coder l'information avant la transmission des impulsions. La modulation joue un rôle important car elle peut être déterminante dans la robustesse de la liaison ainsi que le débit de données ; ces deux éléments peuvent impacter la complexité et le choix des architectures d'émission et de réception. Les modulations utilisées pour la transmission du signal sont typiquement l'OOK *(On-Off Keying)*, la BPSK *(Binary Phase Shift Keying)* et la PPM. La modulation est une étape clef de la chaîne d'émission. En effet, elle permet de coder un bit en une modification du motif. Il faut rappeler que le choix de type de modulation dépend essentiellement du mode choisi : les trois modulations citées nécessitent une seule forme d'impulsion pour l'ensemble des utilisateurs, ce qui implique une synchronisation parfaite et donc une augmentation de la complexité du récepteur malgré la simplicité de la modulation.

En revanche, l'utilisation de la PSM permet d'envisager soit l'utilisation de 2 impulsions par utilisateur, ce qui relâche les contraintes de synchronisation entre émetteur et récepteur, ou, si on la combine avec l'OOK, une seule impulsion pour chaque utilisateur, mais avec un mécanisme de synchronisation de trame nécessairement plus évolué.

4.1. Génération des trains d'impulsions selon trois modulations

Les figures 56, 57 et 58 montrent les différentes formes de modulations impulsionnelles et les différents trains d'impulsions générés à partir de l'impulsion d'Hermite. Nous avons arbitrairement sélectionné l'impulsion d'ordre 6, et avons testé les différents types de modulations en utilisant la même impulsion.

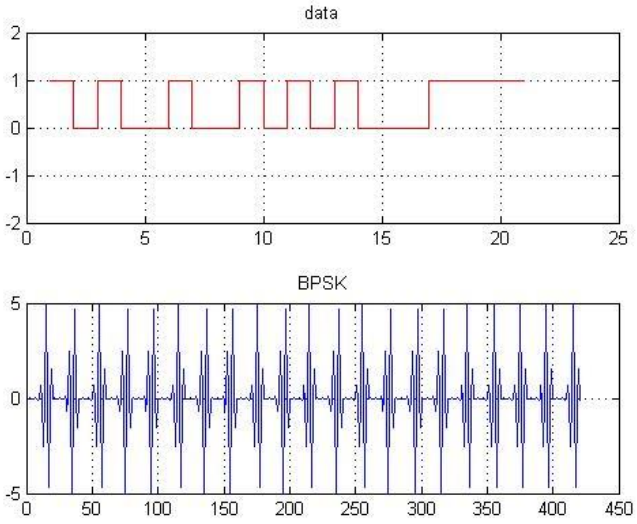


Figure 56 : Signal après modulation BPSK

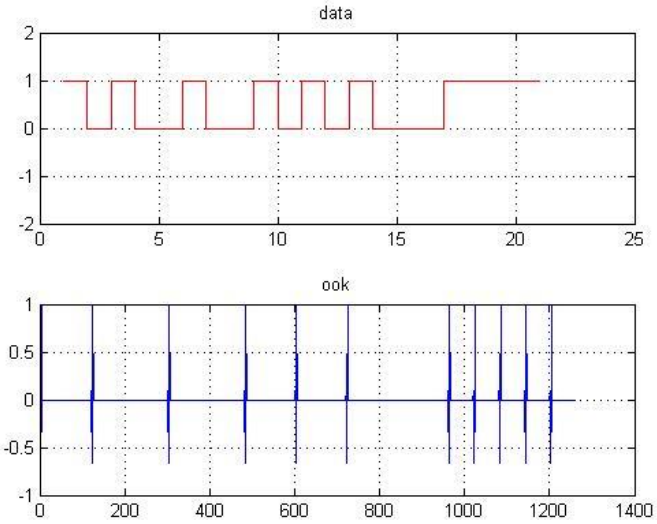


Figure 57 : Signal après modulation OOK

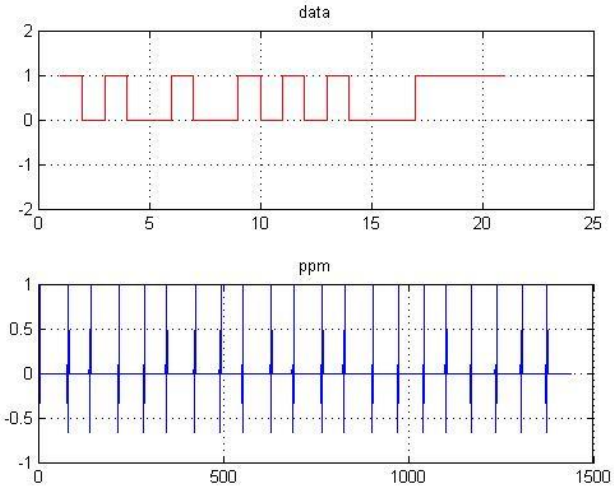


Figure 58 : Signal après la modulation PPM

Dans ces simulations, nous avons utilisé les modulations OOK, BPSK et PPM pour coder la valeur binaire de l'impulsion, laquelle constitue la signature de l'émetteur. La conception de l'émetteur ne présente pas de difficulté majeure, quelle que soit la modulation employée. La complexité ici repose en réalité sur le récepteur. Les modulations OOK et BPSK restent caractérisées par leur facilité d'implantation, ce qui réduit la complexité du récepteur, mais la PPM, nécessite une gestion fine du temps, et donc de la synchronisation, afin de déterminer la valeur de l'impulsion, ce qui augmente la complexité du récepteur.

4.2. Validation des masques FCC selon les modulations

Au delà de l'impulsion seule, l'information envoyée nécessite aussi une vérification vis-à-vis des masques FCC. L'impulsion est de l'ordre de quelques nanosecondes, mais la construction des trains d'impulsion va modifier le spectre en le discrétisant. Les spectres présentés dans les figures 59, 60 et 61 donnent une visibilité sur le domaine fréquentiel. En effet, la validation des spectres n'est pas parfaite, ceci est dû à la quantité d'information envoyée. Dans le cas des modulations OOK et PPM, nous pouvons remarquer que le spectre est essentiellement à l'intérieur du masque, mais n'est pas valide sur 100% de la bande. La largeur de bande est bien respectée mais les normes exigent un filtrage passe-bande pour éliminer les composantes indésirables.

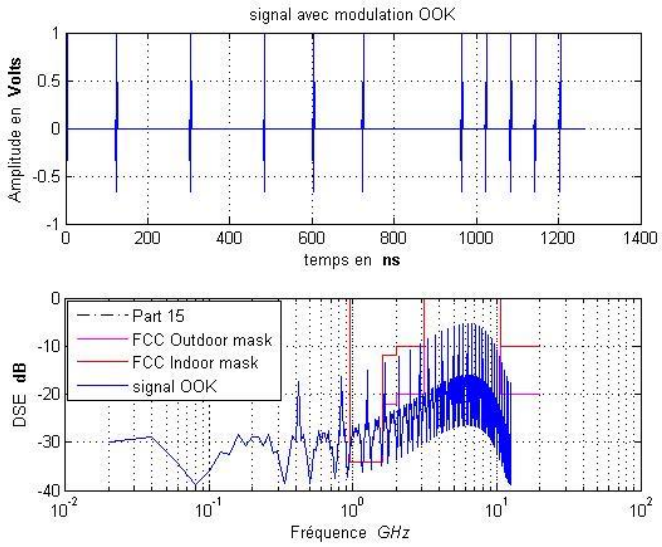


Figure 59 : Spectre du train d'impulsion dans le cas de la modulation OOK

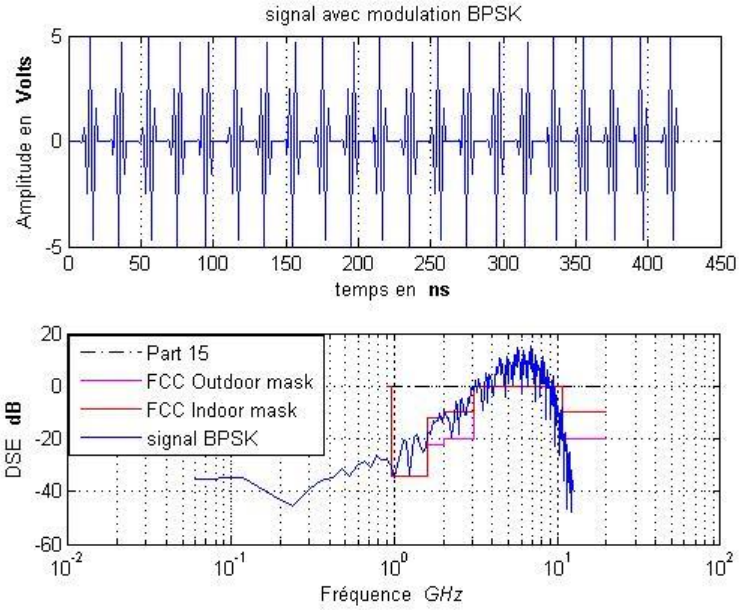


Figure 60 : Spectre du train d'impulsion dans le cas de la modulation BPSK

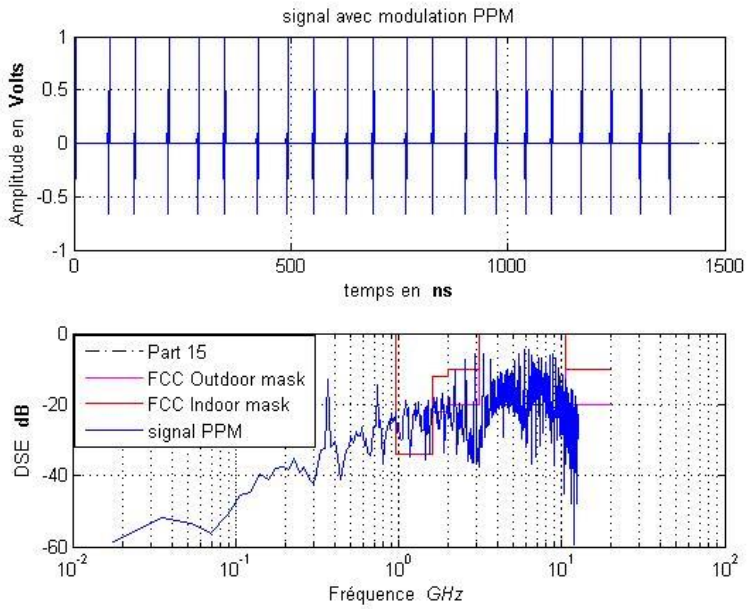


Figure 61 : Spectre du train d'impulsion dans le cas de la modulation PPM

5. Canal

Dans notre contribution nous exploitons un canal gaussien avec bruit blanc additif (AWGN). Il faut rappeler qu'il existe des modèles des canaux dédiés aux systèmes ULB, ce que nous avons développé dans le chapitre 3. Néanmoins, nous avons utilisé un canal AWGN afin de valider le principe de la transmission. La figure 62 montre les différents signaux après passage par un canal avec bruit blanc additif pour un rapport signal sur bruit de l'ordre de 10 dB. La figure met en évidence la déformation du signal subie pour différentes formes de modulation, et pose la question de la qualité de discrimination de l'impulsion à la réception dans de telles conditions.

Les résultats obtenus sont présentés dans la partie suivante où nous présentons le fonctionnement du récepteur par corrélation de forme d'impulsion.

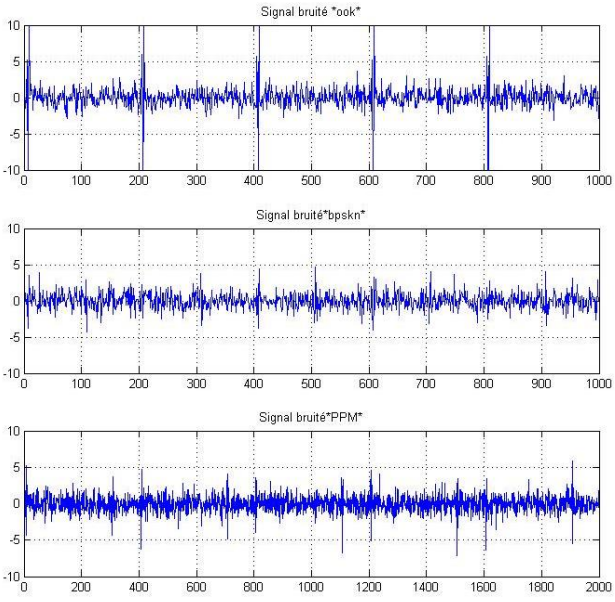


Figure 62 : Différents signaux pour différentes modulations sur un canal bruité

6. Récepteur

Dans cette partie nous nous intéressons à la réception par corrélation. Ce mode de détection représente un bon compromis entre la consommation et la performance. L'utilité de cette technique de « démodulation » est de présenter une complexité la plus faible possible sans pour autant sacrifier à la fonctionnalité. Ceci ne pourra être assuré que par un bon compromis entre les différents modèles d'impulsions disponibles à l'émission et à la réception.

Le récepteur nécessite une étude particulière du mode d'utilisation ainsi que la forme d'impulsion. Le mode d'utilisation donne une information sur les formes d'impulsions mises en œuvre ainsi que sur la modulation utilisée. Le principe de fonctionnement, illustré par la figure 63, est le suivant : le signal reçu est d'abord découpé en plusieurs motifs, chaque motif correspondant à la taille d'une impulsion. Le corrélateur multiplie le signal reçu avec le modèle d'impulsion en mémoire à l'aide d'une fenêtre glissante. Ensuite, l'étape de prise de décision doit valider la détection d'une donnée en fonction de la réponse du corrélateur. Les figures 64, 65 et 66 montrent les signaux après passage dans le corrélateur pour les différentes modulations OOK, BPSK et PPM.

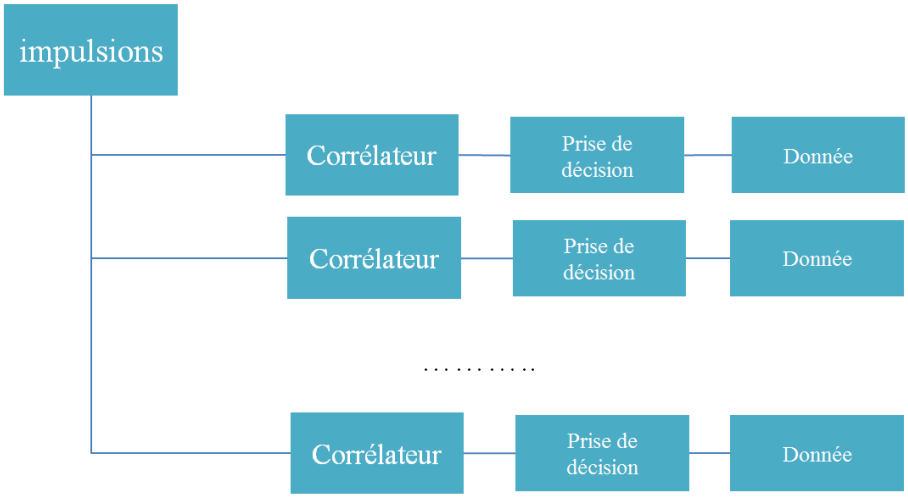


Figure 63 : Principe du récepteur corrélateur

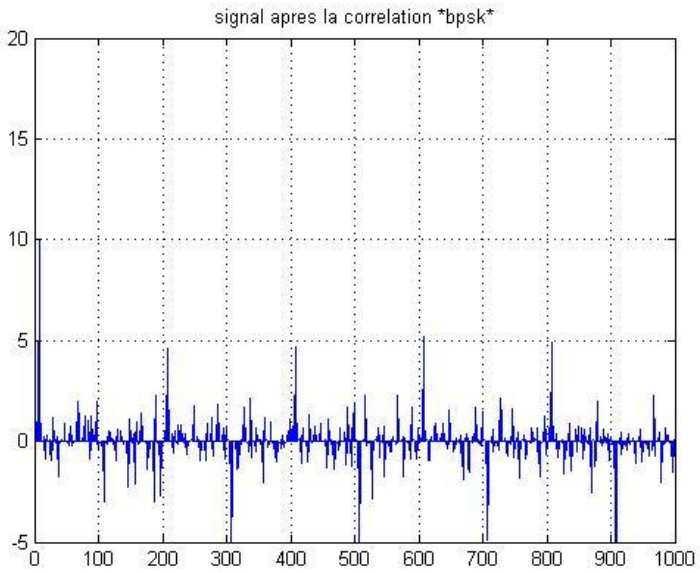


Figure 64 : Corrélation du signal reçu après modulation BPSK

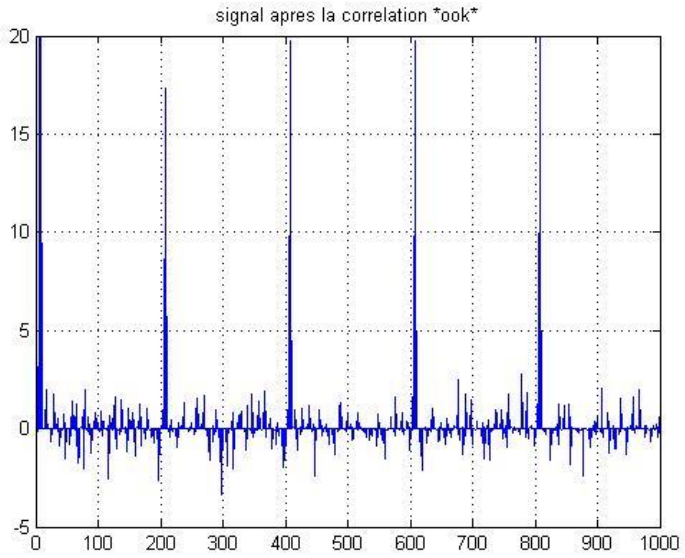


Figure 65 : Corrélation du signal reçu après modulation OOK

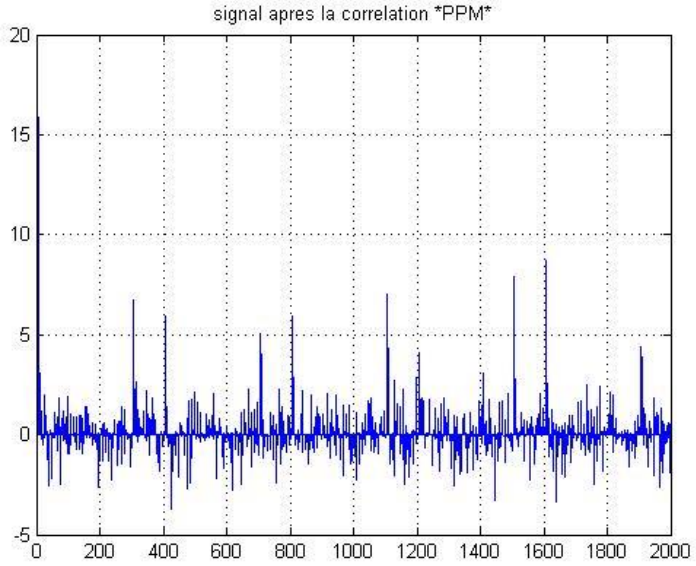


Figure 66 : Corrélation du signal reçu après modulation PPM

L'étude du taux d'erreur binaire permet d'étudier l'impact des différents types de modulation sur la qualité de la réception par corrélation. La figure 67 montre les mesures réalisées pour les trois types de modulations OOK, BPSK et PPM. Nous pouvons constater que la modulation OOK donne de meilleurs résultats comparée avec les autres modulations.

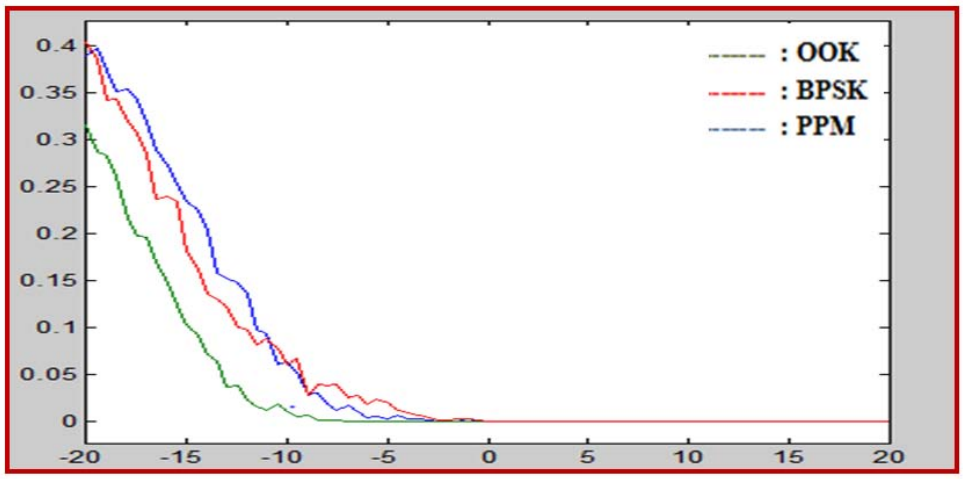


Figure 67 : Étude du BER de différentes modulations

7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté notre première contribution d'architecture dédiée aux réseaux de capteurs. Après une étude des différents polynômes orthogonaux envisageables pour la génération des formes d'impulsion, nous avons choisie l'impulsion d'Hermite.

Cette architecture présente plusieurs avantages sur les architectures classiques : la possibilité de générer des impulsions différentes dépendant de l'ordre de polynôme ; les impulsions sont orthogonales entre elles, ce qui diminue les interférences entre impulsions ; la possibilité d'exploiter la modulation PSM ; enfin, un récepteur corrélateur relativement simple à mettre en œuvre permet de reconnaître la forme d'impulsion, et donc l'émetteur.

Mais cette architecture présente également des inconvénients tels que la complexité de génération des impulsions par des polynômes récursifs. Une génération dynamique par une architecture unique est envisageable mais lourde à mettre en œuvre, et une génération préalable avec sélection au moment de l'émission coûteuse en mémoire : les deux méthodes entrainent une consommation d'énergie non négligeable à l'émission.

La nécessité d'une variété d'impulsions pour un faible surcout architectural impose d'explorer d'autres pistes. Plusieurs critères mènent à envisager la transformée en ondelette comme candidate prometteuse pour l'architecture souhaitée : sa capacité de partage temps-fréquence, de génération de plusieurs formes d'impulsion brèves et orthogonales entre elles.

Dans le chapitre suivant, nous présentons un état de l'art sur la transformée en ondelette, plus particulièrement la transformée en ondelette discrète, avant de nous intéresser plus spécifiquement à la transformée en paquets d'ondelettes.

Chapitre 5 — Les ondelettes

Les transmissions ULB-RI utilisant des impulsions simples présentent l'avantage d'utiliser des impulsions très brèves dans le temps. Outre son premier avantage qui est de répartir l'énergie de la transmission sur une très large bande de fréquences, ce qui est la raison d'être de ce mode de communication, un autre intérêt de cette méthode est lié au fait que les impulsions sont de fait fortement séparées dans le temps, réduisant drastiquement les risques d'interférences entre symboles.

Néanmoins, la mise en œuvre de réseaux nécessite de partager la bande passante entre plusieurs utilisateurs et ne laisse le choix qu'entre des méthodes à répartition dans le temps (TH-UWB, basé sur le TDMA), ou le codage des trains d'impulsions (DS-UWB, basé sur le CDMA).

Ces deux méthodes nécessitent cependant une très bonne synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Le TH-UWB, avec son rapport cyclique très faible, n'offre cependant que des débits faibles. Le DS-UWB, avec un rapport cyclique élevé, offre des débits beaucoup plus importants, mais au détriment de la simplicité.

Afin d'améliorer le débit des transmissions de type TH-UWB, nous avons proposé dans le précédent chapitre de mettre en œuvre la PSM par impulsions orthogonales d'Hermite. Ceci permet soit d'augmenter le débit unitaire lors d'une transmission (chaque impulsion porte alors plusieurs bits, par exemple 3 bits pour une modulation à 8 formes d'impulsions), soit d'augmenter le débit global en attribuant une forme d'impulsion par utilisateur, et donc en autorisant les transmissions simultanées. Cependant, le coût ou la complexité de l'émetteur et du récepteur augmentent proportionnellement aux nombre d'impulsions utilisées : plusieurs générateurs ou un générateur configurable pour l'émetteur, plusieurs corrélateurs fonctionnant en parallèle ou un traitement du signal important pour reconnaître l'impulsion au niveau du récepteur.

Une évolution récente des techniques impulsionnelles consiste à partager l'ensemble de la bande passante en sous-canaux. Cette technique, nommée MB-OOK (*multiband OOK*) est très proche de l'OFDM et offre entre autres avantages la possibilité d'ajuster le spectre d'émission en sélectionnant les sous-bandes utilisées, ainsi qu'un débit élevé.

En d'autres termes, les techniques traditionnelles de transmissions impulsionnelles offrent soit du partage en temps, soit du partage par code, soit du partage en fréquences.

Or la transformée en ondelettes offre des caractéristiques intéressantes dans ce contexte : l'emploi d'impulsions brèves et localisées, l'orthogonalité entre ces impulsions, et le partage de l'espace temps-fréquence. L'utilisation d'ondelettes comme support de l'information doit permettre d'augmenter le débit, mais surtout de bénéficier d'une simplicité accrue dans la conception d'un corrélateur capable de distinguer les différentes formes d'ondes reçues.

Dans cette partie, nous abordons les éléments fondamentaux de la théorie des ondelettes. Nous nous sommes restreints aux éléments qui permettent d'assurer la création de bases orthogonales avec pour objectif les communications multiporteuses, multibandes et multi-utilisateurs. Nous verrons ensuite comment appliquer la théorie des ondelettes et des bancs de filtres aux réseaux de capteurs sans fils. L'intérêt principal de la transformée en ondelette dans ce contexte concerne ainsi d'une part la synthèse des impulsions, c'est-à-dire d'offrir la possibilité de générer plusieurs formes d'impulsions et d'être en mesure de les affecter simplement à chaque utilisateur, et d'autre part la reconnaissance de ces impulsions par le récepteur, en offrant une méthode d'analyse simple à mettre en œuvre et efficace. Ces deux notions d'analyse et de synthèse constituent le point fort de la transformée en

ondelettes pour les applications impulsionnelles. Nous allons voir dans la suite de ce chapitre que cette technique sera capable de fournir une multitude de formes d'impulsions.

I. Historique

Dans le domaine du traitement du signal, la transformée de Fourier continue est considérée comme un outil universel mais elle présente certaines limites. Ces limites concernent essentiellement les signaux non-stationnaires car le problème majeur de cette transformation est qu'elle ne prend pas en compte l'information véhiculée par la structure temporelle du signal, ce qui présente une difficulté pour en déterminer et localiser les discontinuités. Pour pallier cet inconvénient, d'autres méthodes ont vu le jour comme la transformée de Fourier fenêtrée et la transformée en ondelettes continue [GAU06a].

La première solution repose sur l'utilisation d'une fenêtre temporelle glissante qui limite l'espace d'analyse à une fraction du signal. Cette solution apparaît comme un pis-aller, dans la mesure où la taille de la fenêtre est fixe et peu adaptée aux signaux présentant de fortes disparités fréquentielles. Une solution qui assure un meilleur compromis entre les résolutions temporelle et fréquentielle de l'analyse du signal est la transformée en ondelettes continue qui introduit la notion d'échelle d'analyse. Cette méthode consiste à analyser l'intégralité du signal à différentes échelles, la taille de la fenêtre d'analyse s'adaptant automatiquement. Les algorithmes performants de la transformée en ondelettes discrète ainsi que l'analyse multirésolution ont ouvert la voie à de nombreuses applications de traitement du signal.

Cette transformée a déjà fait l'objet de travaux de recherche en rapport avec la technologie ULB. Souvent, les thématiques ne portent pas sur la conception architecturale mais sur les applications de la transformée en ondelettes telles que le débruitage ou encore son utilisation comme générateur d'impulsions, comme dans le cas de [CIO07]. D'autres travaux ont porté sur l'étude d'une architecture mono-utilisateur [LAK06, LAK10 & LAK11] mais sans aboutir à un choix technologique précis.

Nous souhaitons l'utiliser ici non comme un outil, mais comme élément fondamental pour les communications impulsionnelles.

II. Les ondelettes : transformées continue et discrète

Le lien entre les transformées en ondelettes continue et discrète est établi par la discrétisation du plan temps-échelle [GAO11]. Nous détaillons ici les notions nécessaires à la compréhension de la théorie des ondelettes : la transformée en ondelettes continue et la transformée en ondelettes discrète [GAU06a]. Cependant, notre travail ne portera ensuite que sur la transformée en ondelettes discrète.

1. La transformée en ondelettes continue

Cette méthode de transformation assure une projection du signal sur un ensemble de fonctions appelées ondelettes. Soit la fonction ψ de $L^2(R)$ caractérisée par une moyenne nulle et appelée ondelette mère. La famille de cette fonction notée $\psi_{a,b}$ est obtenue par action conjointe de deux opérations : la dilatation, ou changement d'échelle, et la translation, ou décalage dans le temps :

$$\Psi(t) \rightarrow \psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (36)$$

avec *a* le facteur d'échelle et *b* le paramètre de translation.

La variable a joue le rôle de l'inverse de la fréquence, c'est-à-dire que plus a est petit, moins l'ondelette créée est étendue temporellement. L'élément $\frac{1}{\sqrt{a}}$ assure la conservation de l'énergie lors du changement d'échelle. L'équation suivante montre cette conservation de l'énergie :

$$||\psi_{a,b}||^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |\frac{1}{\sqrt{a}}\psi(\frac{t-b}{a})|^2 dt = \frac{1}{a}\int_{-\infty}^{+\infty} a|\psi|^2 dt = ||\psi||^2 \quad (37)$$

Il faut noter que l'ensemble des fonctions analysantes $\psi_{a,b}$ définissent un espace bidimensionnel appelé « plan temps-échelle » dans lequel l'information du signal est représentée.

Par définition, la transformée en ondelettes continue d'un signal x(t) de L^2(R) est définie comme l'intégrale du signal multiplié par le conjugué de l'ondelette mère :

$$L^2(\mathrm{R}) \rightarrow L^2(R^2)$$

$$\mathrm{x(t)} \rightarrow T_\psi \mathrm{x(a,b)} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\psi^*_{a,b}(\mathrm{t})\, dt \quad (38)$$

En fonction de l'ondelette utilisée, la transformée en ondelettes peut être réversible et la fonction peut être reconstruite après analyse suivant l'équation suivante :

$$\mathrm{x(t)} = \frac{1}{c_\psi}\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{1}{a^2}T_\psi\, x(a,b)\psi_{a,b}\,(\mathrm{t})\, dadb \quad (39)$$

avec c_ψ le coefficient donné par l'équation $c_\psi = \int_0^{+\infty} |\Psi(\gamma)|^2 \frac{d\gamma}{\gamma}$ et $\Psi(\gamma)$ la transformée de Fourier de ψ(t).

L'admissibilité de la fonction d'ondelette analysante est la condition d'existence de ce coefficient. Cette condition impose que la transformée de Fourier de l'ondelette soit nulle pour la fréquence nulle : en d'autres termes, l'ondelette ne doit pas comporter de composante continue. Dans ce cadre, l'admissibilité est assuré via la transformée de Fourier de l'ondelette mère présentée dans l'équation suivante :

$$\int_0^{+\infty} |\Psi(\gamma)|^2 \frac{d\gamma}{\gamma} = C_\psi < +\infty$$

$$\text{tel que } \Psi(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(t)dt = 0 \quad (40)$$

Le choix de l'ondelette reste ouvert et dépend essentiellement de la robustesse c'est-à-dire de la complexité de l'application, ainsi que la vitesse de convergence de l'algorithme de reconstruction, ce qui amène à une reconnaissance parfaite.

2. Présentation temps-échelle

Généralement, l'ondelette est caractérisée par le plan temps-fréquence, sa résolution est estimée par l'écart-type temporel ΔT_{Ψ_a} et l'écart-type fréquentiel ΔF_{Ψ_a} de l'ondelette analysante $\Psi_a = \Psi_{a,0}$.

$$(\Delta T_{\psi_a})^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} t^2|\psi_a(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} t^2 \frac{1}{a}|\,\psi\,(\frac{t}{a})|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} a^2x^2\frac{1}{a}\,|\,\psi\,(x)|^2\, a\, dx = a^2(\Delta T_\psi)^2 \quad (41)$$

et

$$(\Delta F_{\psi_a})^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} \nu^2|\Psi_a(\nu)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \nu^2\frac{1}{a}|\Psi(a\nu)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty}\frac{x^2}{a^2}\frac{1}{a}|\Psi(x)|^2\frac{dx}{a} = \frac{(\Delta F_\psi)^2}{a^2}$$

Il faut rappeler que $\Psi_a\,(\nu)$ est la transformée de Fourier de $\psi_a\,(t)$.

Les cellules élémentaires qui couvrent le plan temps-échelle sont de surface constante dans la mesure où la résolution temporelle est proportionnelle à a et que la résolution fréquentielle est inversement proportionnelle à a comme le montre la figure 68.

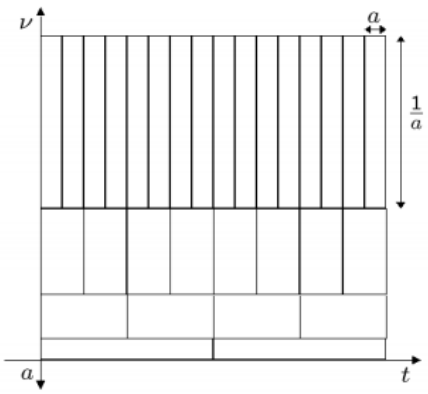


Figure 68 : Pavage du plan temps-échelle

3. Transformée en ondelettes discrète

Par définition, la transformée en ondelettes discrète (DWT, *Discrete Wavelet Transform*) est obtenue par échantillonnage des coefficients d'échelle et de temps. Il faut rappeler que la formule de construction des ondelettes est doublement continue, les coefficients *a* et *b*, comme le montre l'équation 42, sont réels et l'intégrale est continue [GAU06a]. Cette transformation est donc très fortement redondante. En revanche, un échantillonnage de la transformée continue permet d'obtenir une transformation non-redondante. Pour la transformée dyadique à l'échelle 2^j, on obtient :

$$DWT_\psi x(j,k) = T_\psi x(a=2^j , b=k2^j) = 2^{\frac{-j}{2}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\, \psi(2^{-j} - k)dt \qquad (42)$$

Certaines de ces ondelettes peuvent être générées par l'analyse multirésolution. Nous montrons dans la partie suivante comment les coefficients de la transformée en ondelettes discrète d'un signal peuvent être obtenus par analyse multirésolution.

III. Analyse multirésolution et transformée en ondelettes orthogonale

L'analyse multirésolution ou AMR (MRA, *Multi Resolution Analysis*) est un concept de traitement de signal qui permet la construction des bases orthonormées d'ondelettes. Ce concept a été développé par Mallat [MAL89] pour le traitement d'image et a été utilisé dans de nombreux travaux de recherche [DIOU02, AK10 & LAK06]. Le principe de l'AMR consiste à décomposer le signal à analyser en deux séries de coefficients qui représentent l'approximation et les détails du signal, respectivement.

1. Les espaces d'approximation et de détails

L'AMR d'un espace $L^2(R)$ consiste en des séquences successives de sous-espaces d'approximation $\{V_j, j \in Z\}$ qui vérifient les propriétés suivantes :

- Les sous-espaces sont emboités sous la forme $...V_2 \subset V_1 \subset V_0 \subset V_{-1} \subset V_{-2}$ ... ($\subset$ représente l'operateur de sous-ensemble).
- L'intersection des différents sous-espaces V_j est nulle : $\cap_{j=-\infty}^{j=+\infty} V_j = \{0\}$
- L'union des V_j est dense dans $L^2(R)$ soit $\cap_{j=-\infty}^{j=+\infty} V_j = \{L^2(R)\}$
- un signal x(t) est dans V_j si et seulement si sa version contractée par un facteur 2 est dans V_{j-1} tel que :

$$x(t) \in V_j \Leftrightarrow x(2t) \in V_{j-1} \Leftrightarrow x(2^j t) \in V_0$$

– si x(t) est dans V_j, ses translatées entières sont également dans V_j

$$x(t) \in V_j \Leftrightarrow x(t-n) \in V_j \text{ , } n \in Z$$

– il existe une fonction $\phi(t)$ de V_0 telle que la famille $\{\phi(t-n), n \in Z\}$ est une base orthonormée de V_0.

Les espaces V_j forment des espaces d'approximation. La projection de la fonction x(t) de $L^2(R)$ sur le sous-espace V_j forme ainsi une approximation de la fonction x(t) à l'échelle 2^{-j}. Nous pouvons ainsi expliquer la présentation temps-fréquence par le fait que lorsque l'on passe de V_j à V_{j+1} on dilate l'ondelette d'un facteur 2 et on divise la bande fréquentielle par 2 (*cf.* figure 69).

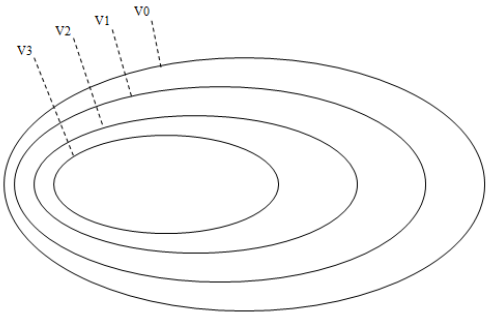


Figure 69 : Relation d'inclusion pour des sous-espaces fermés Vi

La différence d'information qui existe entre deux résolutions successives, donc entre un signal à une résolution donnée et son approximation, conduit à la naissance de coefficients de détails qui représentent l'information perdue par l'approximation. En d'autres termes, les coefficients d'approximation à une résolution donnée se retrouvent à partir de ceux d'approximation et de détails à la résolution suivante. Afin de former des bases orthogonales dans l'espace $L^2(R)$, nous pouvons définir le sous-espace W_j qui représente le complémentaire orthogonal à V_j dans V_{j-1}, de telle sorte que la somme des sous-espaces d'approximation et de détail à la résolution j forme le sous-espace d'approximation à la résolution j-1 :

$$V_{j-1} = V_j \oplus W_j \tag{43}$$

et

$$W_j \perp W_j, \text{ pour } j \neq j' \tag{44}$$

Le symbole $\oplus$ représente l'opérateur de sommation, et le symbole $\perp$ représente l'opérateur d'orthogonalité.

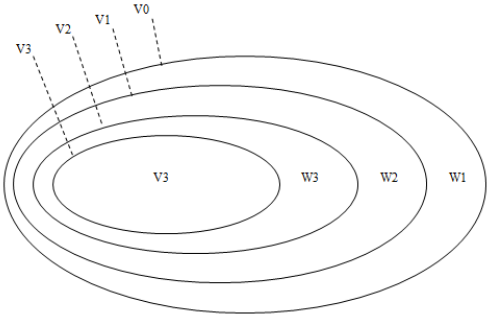


Figure 70 : illustration de sous espaces d'ondelettes

De la même manière que V_j, W_j présente certaines conditions :

– $\cap_{j=-\infty}^{j=+\infty} W_j = \{0\}$, ce qui signifie que l'intersection de W_j est nul.

- $\cap_{j=-\infty}^{j=+\infty} W_j = \{ L^2(R)\}$, c'est-à-dire que l'union de des W_j est dense.
- x(t) $\in W_j \Leftrightarrow$ x(2t) $\in W_{j-1}$, x(t) est dans W_j
- x(t) $\in W_j \Leftrightarrow$ x(t-n) $\in W_j$, n∈Z, si x(t) dans W_j est vérifié ses translations entières sont dans W_j.

2. Transformée en ondelettes orthogonale

Par définition l'AMR est représentée sous la forme suivante :

$$V_0 = V_1 \oplus W_1 = V_2 \oplus W_2 \oplus W_1 = V_3 \oplus W_3 \oplus W_2 \oplus W_1 = \dots \quad (45)$$

En d'autres termes, un signal x(t)∈V_0, avec V_0 défini comme l'espace d'échelle zéro, peut être décomposé en deux parties : les informations de détails correspondant à la projection de x(t) dans W_1 et les informations d'approximation correspondant à la projection de x(t) dans V_1. Les informations d'approximation dans V_1 peuvent elles-mêmes être à nouveau décomposées pour obtenir le niveau suivant de détails et d'approximation dans W_2 et dans V_2 respectivement. Ce processus de décomposition peut être répété jusqu'à ce que l'échelle visée j soit atteinte.

2.1. Fonction d'échelle

Le concept de l'analyse multirésolution donne à la fonction d'échelle des propriétés intéressantes. $V_0 \subset V_{-1}$ signifie que n'importe quelle fonction de V_0 peut s'écrire comme une combinaison linéaire des fonctions de V_{-1}.

Considérons ϕ(t) dans V_0 et ϕ(2t-n) dans V_{-1} telle que :

$$\phi(t) = \sqrt{2} \sum_n h_n \phi(2t-n) \quad (48)$$

Les coefficients h_n représentent les coordonnées de ϕ(t) dans la base {ϕ(2t-n), n ∈ *Z*}.

Pour une base orthonormée, ces coordonnées vérifient les relations suivantes :

$$h_n = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi(t)\, \phi(2t-n)\, dt \quad (49)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} {h_n}^2 = 1 \text{ et } \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h_n = \sqrt{2} \quad (50)$$

2.2. Fonction ondelette

On peut caractériser l'ondelette ψ(t) dans $W_0 \subset V_{-1}$ en introduisant le filtre discret g tel que :

$$\psi(t) = \sqrt{2} \sum_n g_n \phi(2t-n)$$

Les coefficients g_n représentent les coordonnées de ψ(t) dans la base ϕ(2t-n). Pour une base orthonormée, ces coordonnées vérifient les relations suivantes :

$$g_n = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t)\, \phi(2t-n)\, dt$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} {g_n}^2 = 1 \text{ et } \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_n = 0$$

Les filtres g et h sont des filtres miroirs en quadrature et ils sont reliés par la relation suivante :

$$g_n = (-1)^n h_{1-n}$$

2.3. Utilisation de l'analyse multirésolution

Mathématiquement, nous pouvons définir la fonction $x_a^j(t)$, qui représente l'information d'approximation d'un niveau j après la projection du signal x(t) sur l'espace V_j.

$$x_a^j(t) = \sum_k a_{j,k}\, \phi_k(2^{-j}t) = \sum_k a_{j,k}\, \phi_{j,k}(t),\ k \in Z \quad (46)$$

telle que :

$$a_{j,k} = \langle x(t), \phi_{j,k}(t) \rangle \quad (47)$$

où $a_{j,k}$, représente le coefficient d'approximation *k* à la résolution *j*.

De la même manière, quand le signal x(t) est projeté dans l'espace W_j, l'information de détail du niveau j est obtenue par :

$$x_d^j(t) = \sum_k d_{j,k}\, \psi_k(2^{-j}t) = \sum_k d_{j,k}\, \psi_{j,k}(t),\ k \in Z \quad (51)$$

avec

$$d_{j,k} = \langle x(t), \psi_{j,k}(t) \rangle \quad (52)$$

où $d_{j,k}$ représente le coefficient de détail *k* à la résolution *j*.

Par conséquent, quand un signal $x(t) \in L^2(R)$ est décomposé dans l'ensemble des sous-espaces d'approximation et de détail comme suit :

$$L^2(R) = \sum_{j=-\infty}^{j} W_j \oplus V_j \quad (53)$$

avec j n'importe quelle échelle prédéterminée, nous aurons :

$$x(t) = \sum_{j=-\infty}^{j} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{j,k}\psi_{j,k}(t) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{j,k}\psi_{j,k}(t) \quad (54)$$

Si $j \to \infty$, l'équation précédente peut être simplifiée pour donner :

$$x(t) = \sum_{j=-\infty}^{j} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{j,k}\psi_{j,k}(t) \quad (55)$$

Nous pouvons remarquer que les principes de la transformée en ondelettes orthogonale et de l'analyse multirésolution convergent. L'AMR constitue la base théorique de la transformée en ondelettes orthogonale.

IV. Les bancs de filtres

Nous avons vu dans la section précédente que l'analyse multirésolution permettait de décomposer un signal en coefficients d'approximation et de détail en se basant sur une fonction d'échelle $\phi(t)$ et une ondelette $\psi(t)$ [GAO11]. Les deux fonctions sont estimées au moyen des séquences *h* et *g* et il suffit de connaitre les paramètres de la suite *h* pour effectuer la décomposition. En effet, l'analyse multirésolution peut être construite à partir des filtres numériques *h* et *g*.

1. L'algorithme d'analyse

Les coefficients d'approximation et de détails à une échelle donnée j s'expriment comme un produit scalaire de la manière suivante :

$$\begin{cases} a_{j,k} = \langle x, \phi(t) \rangle \\ d_{j,k} = \langle x, \psi(t) \rangle \end{cases} \quad (59)$$

avec $\langle g , h \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t)h(t)dt$

Nous souhaitons démontrer récursivement le calcul des coefficients d'approximation $a_{j,k}$ à l'échelle j :

$$a_{j,k} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) 2^{\frac{-j}{2}} \phi\,(2^{-j}t - k)dt$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) 2^{\frac{-j}{2}}\ [\sqrt{2} \sum_n h_n\, \phi\,(2(2^{-j}t - k) - n)]dt$$

$= \sum_n hn \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) 2^{\frac{-(j-1)}{2}} \phi\,(2^{-(j-1)}\mathrm{t} - (2\mathrm{k} + \mathrm{n}))\mathrm{dt}$

$= \sum_n h_n\, a_{j-1,2k+n}$

$= \sum_n h_{n-2k}\, a_{j-1,n}$

Ce qui nous donne :

$$a_{j,k} = \sum_n \bar{h}_{2k-n}\, a_{j-1,n} \tag{60}$$

avec $\bar{h}_n = h_{-n}$

Pour une architecture de filtrage, les coefficients d'approximation à l'échelle j s'obtiennent donc à partir des coefficients d'approximation à l'échelle j-1 par convolution puis par décimation d'un facteur 2. En ce qui concerne les coefficients de détails, nous les obtenons de la même manière par la relation suivante :

$$d_{j,k} = \sum_n \bar{g}_{2k-n}\, a_{j-1,n} \text{ Avec } \bar{g}_n = g_{-n} \tag{61}$$

La figure 71 illustre la décomposition par le banc de filtres : les coefficients d'approximation et de détails à l'échelle j-1 sont déterminés à partir des coefficients d'approximation à l'échelle j par convolution avec un filtre passe-bas $\bar{h}$ et un filtre passe-haut $\bar{g}$ suivi d'une décimation d'un facteur 2.

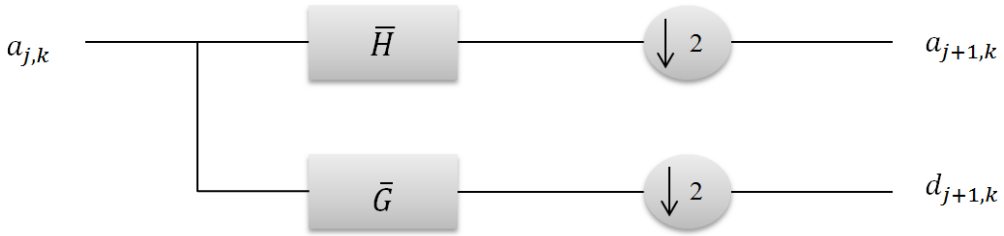


Figure 71 : Décomposition du bloque passe haut et passe bas

2. L'algorithme de reconstruction

Cette phase de reconstruction, appelée aussi « synthèse », permet de rétablir les coefficients d'approximation à partir des détails et de l'approximation de la résolution suivante.

Dans la mesure ou W_j est le complémentaire orthogonal de V_j dans V_{j-1}, nous pouvons en déduire que l'approximation $x_{j-1}(t)$ du signal x(t) à la résolution j-1 est égale à la somme de l'approximation $x_j(t)$ à la résolution j et du signal de détail reconstruit à cette résolution :

$$x_{j-1}(t) = x_j(t) + \sum_{l=-\infty}^{l=+\infty} d_{j,l}\psi_{j,l}(t) \tag{62}$$

L'approximation $x_j(t)$ correspond à la projection de x(t) sur les éléments de la base V_j et peut s'exprimer de la manière suivante :

$$x_j(t) = \sum_{l=-\infty}^{l=+\infty} a_{j,l}\, \phi_{j,l}(t) \tag{63}$$

On a donc :

$$\sum_{l=-\infty}^{l=+\infty} a_{j-1,l}\phi_{j-1,l}(t) = \sum_{l=-\infty}^{l=+\infty} a_{j,l}\phi_{j,l}(t) + \sum_{l=-\infty}^{l=+\infty} d_{j,l}\psi_{j,l}(t) \tag{64}$$

Et si nous prenons le produit scalaire avec $\phi_{j-1,k}(t)$, ceci donne :

$$a_{j-1,k} = \sum_{l=-\infty}^{l=+\infty} a_{j,l}\langle\phi_{j,l}(t), \phi_{j-1,k}(t)\rangle + \sum_{l=-\infty}^{l=+\infty} d_{j,l}\langle\Psi_{j,l}(t), \phi_{j-1,k}(t)\rangle \tag{65}$$

Nous pouvons évaluer les produits scalaires de la façon suivante :

$$\begin{cases} \langle \phi_{j,l}(t), \phi_{j-1,k}(t) \rangle = h_{k-2l} \\ \langle \Psi_{j,l}(t), \phi_{j-1,k}(t) \rangle = g_{k-2l} \end{cases} \quad (66)$$

L'algorithme de synthèse sera présenté finalement sous la forme suivante :

$$a_{j-1,k} = \sum_l a_{j,l} h_{k-2l} + \sum_l d_{j,l} g_{k-2l} \quad (67)$$

La figure 72 illustre la reconstruction par le banc de filtre : les coefficients d'approximation à l'échelle j sont déterminés à partir des coefficients d'approximation à l'échelle j+1 par une expansion – ou sur-échantillonnage – d'un facteur 2, suivi d'une convolution avec un filtre passe-bas *h* et un filtre passe-haut *g*.

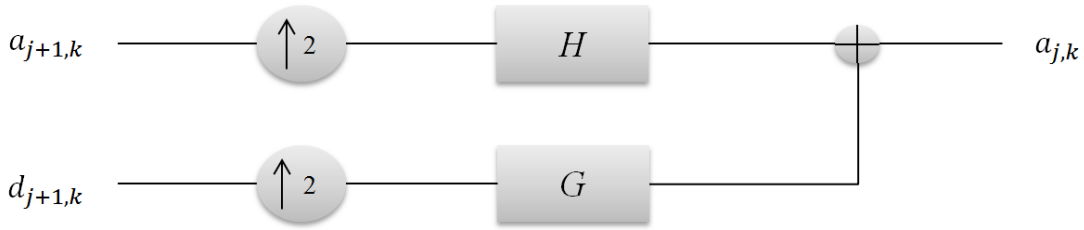


Figure 72 : Bloc de reconstruction à l'aide de filtres passe-haut et passe-bas

3. Structure globale

Ainsi, nous pouvons calculer la transformée en ondelettes discrète sur des bases orthonormées par des opérations de filtrage numériques suivies par un sous-échantillonnage (*cf.* figure 71). De la même façon, la reconstruction peut être assurée par un filtrage numérique précédé d'un sur-échantillonnage (*cf.* figure 72).

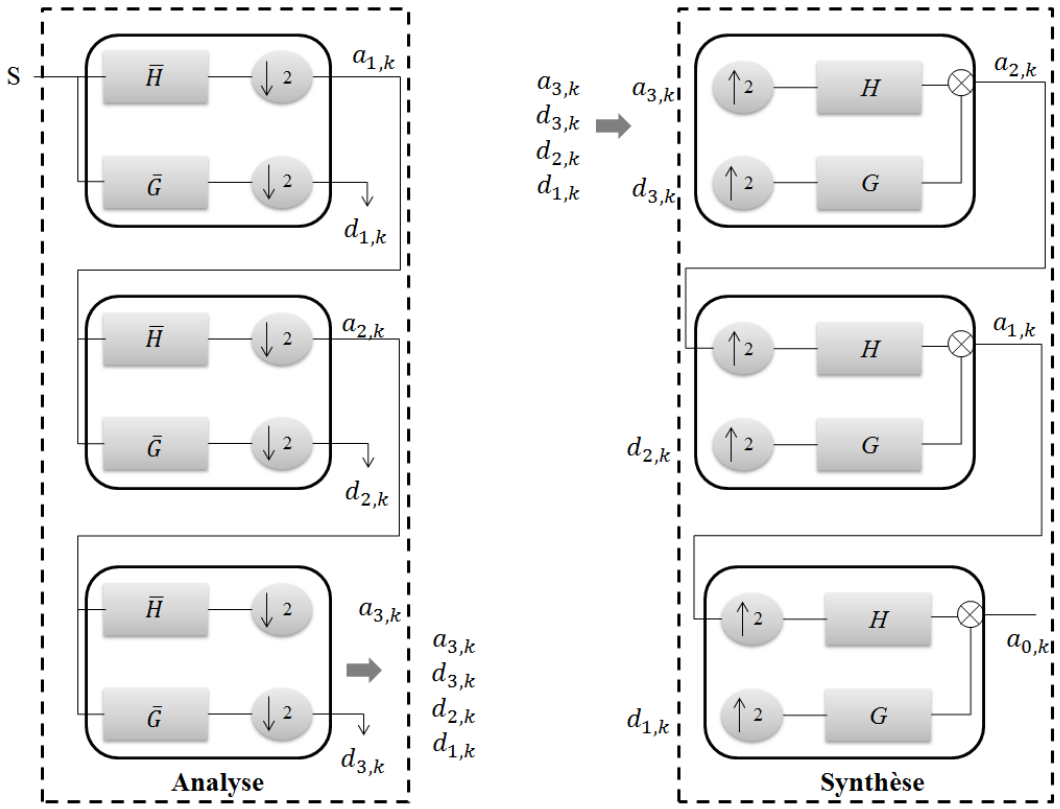


Figure 73 : Analyse et synthèse à l'échelle 3 par bancs de filtres

Dans la figure 73 ci-dessus, nous pouvons voir à gauche la structure d'une analyse multirésolution complète jusqu'à l'échelle 3. La partie droite de la même figure illustre quant à elle la synthèse multirésolution correspondante [GAU06a]. Le signal d'entrée à analyser correspond aux coefficients d'approximation à l'échelle 0. Le passage par la structure d'analyse génère des coefficients d'approximation ainsi que des coefficients de détails jusqu'à l'échelle 3. En ce qui concerne la synthèse, il est possible de reconstituer le signal d'origine à partir du signal d'approximation et des coefficients de détails en itérant l'architecture présentée dans la figure 73.

V. Paquets d'ondelettes

Par principe, l'analyse multirésolution dans l'espace $L^2(R)$ des fonctions continues d'une variable réelle et de carré intégrable peut être étendue à des sous espaces de celui-ci. C'est-à-dire qu'on peut appliquer le même schéma aux sous-espaces W_j engendrés par l'analyse précédente. La figure 74 montre la hiérarchie de la décomposition en paquets d'ondelettes : elle illustre le principe de la décomposition en paquets d'ondelettes par l'analyse de tous les sous-espaces.

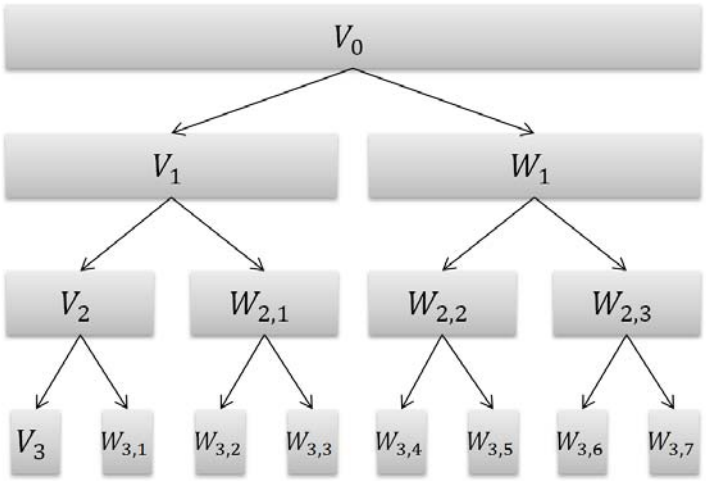


Figure 74 : Analyse en paquets d'ondelette

La figure 75 illustre le principe de cette décomposition par la transformée en ondelettes discrète.

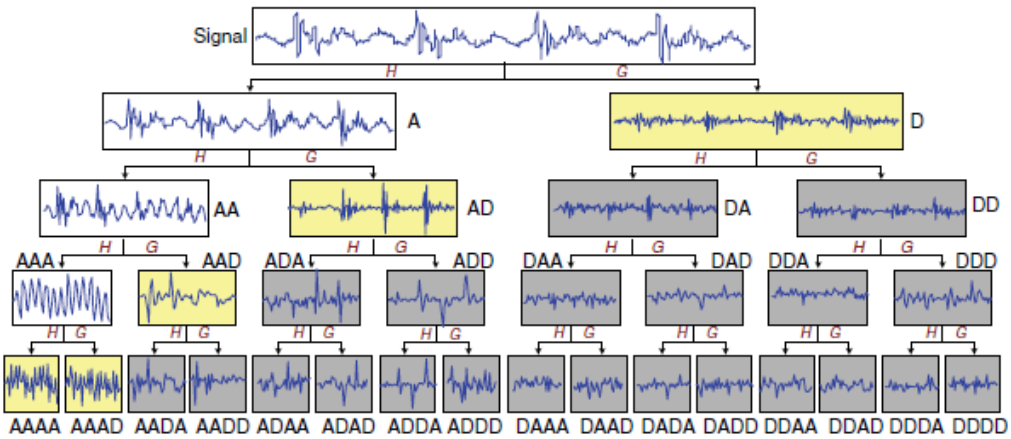


Figure 75 : Procédure de décomposition à l'échelle 4 par la transformée en paquets d'ondelettes discrète. H représente le filtre passe bas et G le filtre passe haut

L'analyse utilisée dans la transformée en paquets d'ondelettes conduit à une décomposition en sous-bandes de fréquences du signal d'entrée. Cette analyse peut être menée soit par les mêmes

fonctions d'échelle et d'ondelette, ce qui est généralement le cas, soit par des fonctions différentes. Il est ainsi possible de changer les fonctions de base à chaque échelle. On peut affirmer que la reconstruction parfaite est assurée par la réutilisation lors de la synthèse, et pour une résolution précise de la base des fonctions conjuguées à celles utilisées lors de l'analyse à cette même résolution. La procédure qui consiste à analyser les sous-espaces de détails du signal en plus des sous-espaces d'approximation porte généralement le nom d'« analyse en paquets d'ondelettes ».

Parce que cette transformée présente une bonne symétrie de structure qui se traduit par des fréquences d'échantillonnage identiques sur toutes les entrées du banc de filtres de synthèse, et sur toutes les sorties du banc de filtres d'analyse, notre choix s'est orienté vers une implantation de la transformée en paquets d'ondelette discrète. Cette démarche permettra par la suite de facilité la génération des impulsions et être capable d'en identifier la teneur (nature de l'émetteur, ou valeur de la donnée transportée).

1. Les bases de la transformée en paquets d'ondelettes

L'objectif principal de la décomposition en paquets d'ondelettes est d'étendre la construction d'une nouvelle base à partir de tous les sous-espaces engendrés. Par définition, l'analyse multirésolution d'un espace d'approximation V_j se décompose en deux espaces de résolution inférieure V_{j+1} et W_{j+1}. Par conséquent, cette division est obtenue par transformation de la base $\{\phi_j(2^{j+1}t - k)\}_{k\in Z}$ de V_j en deux bases orthogonales : $\{\phi_{j+1}(2^{j+1}t - k)\}_{k\in Z}$ de V_{j+1} et $\{\psi_{j+1}(2^{j+1}t - k)\}_{k\in Z}$ de W_{j+1} [GAU06a].

La particularité de cette transformée en ondelettes est la création de bases orthogonales obtenues non seulement par projection des espaces d'approximation, mais également des espaces de détails W_{j+1} eux-mêmes décomposés en sous-espaces d'approximation et de détails, ce qui simplifie par la suite la gestion des échantillons fournis en entrée, ainsi que leur synchronisation dans une structure symétrique. Cette décomposition peut être réalisée par une structure en arbre comme montre la figure 74. Cette décomposition assure une analyse spectrale uniforme : la transformée consiste alors en une décomposition du signal sur des sous-bandes de fréquences de largeur identique. En corollaire, la synthèse consiste à préciser la nature des données pour chaque sous-bande. Néanmoins, l'augmentation de la profondeur de synthèse conduit à une grande complexité des impulsions générées.

On notera P cet arbre dans lequel chaque nœud correspond à un sous-espace P_j^n qui admet une base orthogonale $\{P_j^n(t - k)\}_{k\in Z}$. À un niveau de résolution *j* on aura :

$$P_j^n = P_{j+1}^{2n} \oplus P_{j+1}^{2n+1} \tag{68}$$

Les fonctions obtenues sont des paquets d'ondelettes qui sont déterminés récursivement par :

$$P_{j+1}^{2n}(t) = \sqrt{2}\sum_k h(k)\, p_{j+1}^{2n}(2t - k) \tag{69}$$

$$P_{j+1}^{2n+1}(t) = \sqrt{2}\sum_k g(k)\, p_{j+1}^{2n}(2t - k) \tag{70}$$

Il faut noter que :

- p_0^0 représente la fonction d'échelle et p_0^1 l'ondelette associée via l'analyse multi-résolution et notées respectivement ϕ et ψ.
- Les filtres h_n et g_n sont respectivement les filtres passe-bas et passe-haut représentés par des filtres miroirs en quadrature, et liés par l'équation suivante :

$$G(n) = (-1)^n\, h(1- n) \tag{71}$$

- La réponse impulsionnelle des filtres satisfait les conditions suivantes :

$$\sum_n h(n-2k)h(n-2l) = \delta_{kl} \text{ et } \sum_n h(n) = \sqrt{2}$$

$$\sum_n g(n-2k)g(n-2l) = \delta_{kl} \text{ et } \sum_n g(n) = 0$$

Donc nous pouvons conclure que les filtres de la décomposition représentent les conjugués des filtres utilisés dans la reconstruction.

2. Décomposition et reconstruction par paquets d'ondelettes

Rappelons que chaque fonction *f(t)* de l'espace $L^2(R)$ peut être décomposée sur la base de fonctions $\{p_{j,k}^n(t)$,(j,k)∈Z*Z$\}$ de la manière suivante :

$$F(t) = \sum_{n,k} a_{j,k}^n p_{j,k}^n(t) \quad (72)$$

avec *j* la profondeur de la décomposition, *k* l'indice temporel, et *n* l'indice fréquentiel équivalent au numéro de l'ondelette.

Les coefficients $a_{j,k}^n$ à une échelle donnée *j* s'expriment comme un produit scalaire du signal à analyser et de la fonction analysante :

$$a_{j,k}^n = \langle f, p_{j,k}^n \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) p_{j,k}^n(t) dt \quad (73)$$

La décomposition en paquet d'ondelette est présentée dans la figure 76. Dans cet exemple, l'analyse en paquets d'ondelettes de la fonction *f* est effectuée avec une profondeur de 4.

L'ensemble des coefficients $a_{j,k}^n$ constitue la transformée en paquets d'ondelettes discrète (DWPT, *Discrete Wavelet Packet Transform*) de f(t) et sa transformée inverse (IDWPT, *Inverse Discrete Wavelet Packet Transform*) est donnée par :

$$a_{j,k}^n = \sum_{i \in Z} h_{k-2i} a_{j,k}^{2n} + \sum_{i \in Z} g_{k-2i} a_{j,k}^{2n+1} \quad (74)$$

La transformée en paquets d'ondelettes consiste tout simplement à filtrer le signal à l'aide d'un filtre passe-bas h_n et d'un filtre passe-haut g_n. Quant à la synthèse, il s'agit d'un regroupement des signaux en un seul signal qui représente le signal déjà analysé. Ces deux démarches donnent naissance aux bancs de filtres qui vérifient les conditions suivantes :

$$\bar{h}_n = h_{-n} \text{ et } \bar{g}_n = g_{-n} \quad (75)$$

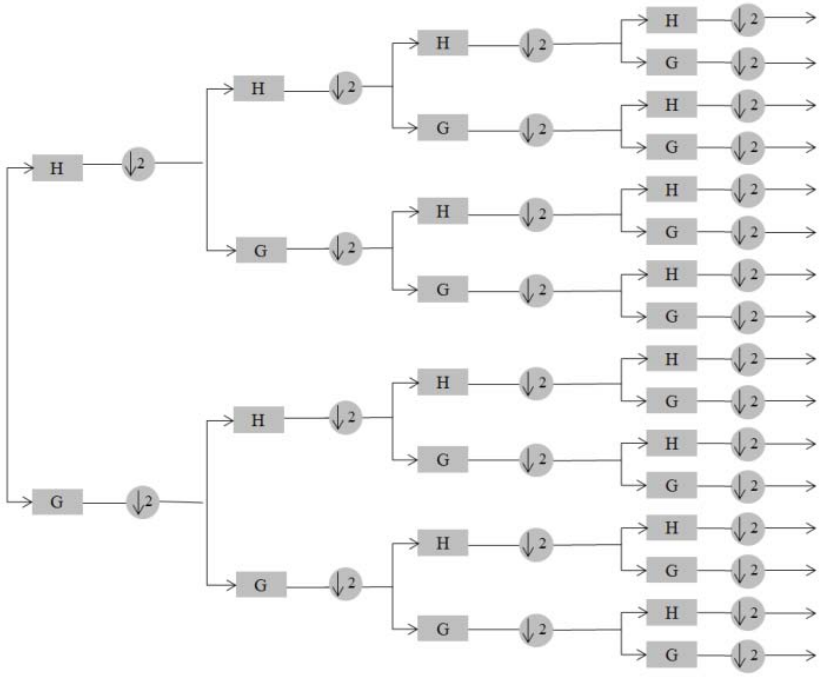


Figure 76 : Décomposition par paquets d'ondelettes

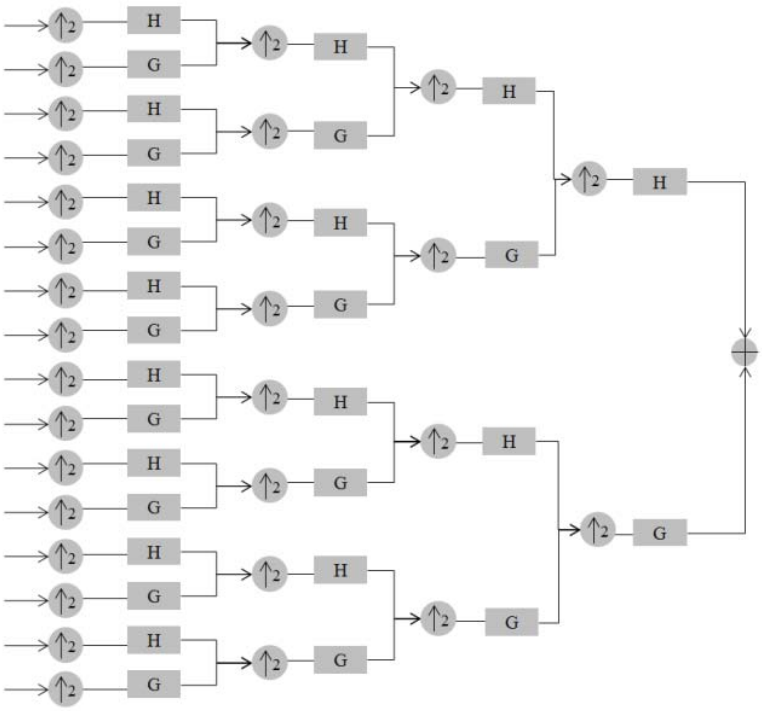


Figure 77 : Reconstruction par paquets d'ondelettes

L'utilisation de la transformée en paquets d'ondelettes plutôt que la transformée en ondelette classique reste un choix dicté par le pragmatisme. L'analyse effectuée par cette transformée offre une grande souplesse liée à sa forte symétrie.

Notre contribution vise à profiter de cette souplesse pour :

- d'une part simplifier la génération des impulsions : dans l'exemple de la figure 77, la présence de 16 entrées permet d'envisager 2^{16} formes d'impulsions différentes correspondant à la combinaison des 16 ondelettes « sélectionnées » par l'activation de l'entrée correspondante ; une entrée peut correspondre à 1 bit ou à 1 émetteur, selon le mode de fonctionnement voulu ;
- D'autre part, de faciliter le décodage des impulsions reçues : de manière symétrique à l'émetteur, chacune des 16 sorties du récepteur correspondra soit à 1 bit du mot porté par l'impulsion unique, soit au flot de données correspondant à 1 utilisateur unique.

VI. Les formes d'impulsions ondelettes

Les détails sur les ondelettes ont été présentés dans la partie précédente. Dans cette partie nous présentons différentes formes d'impulsions ondelettes. Nous présenterons également une étude sur les formes d'impulsions ondelettes générées, et étudierons l'impact de chacune d'elles sur la transmission.

1. Ondelette de Haar

Mathématiquement, l'ondelette Haar est définie ainsi :

$$\begin{cases} 1 & 0 \leq t < \frac{1}{2} \\ -1 & \frac{1}{2} \leq t < 1 \\ 0 & autrement \end{cases} \tag{76}$$

Par nature, l'ondelette de Haar présente des caractéristiques en termes d'orthogonalité et de symétrie. Plus particulièrement, la propriété de symétrie montre que l'ondelette à des caractéristiques

de phase linéaires, ce qui signifie que lorsqu'une opération de filtrage d'ondelette est appliquée sur un signal par l'ondelette de Haar, il n'y aura aucune distorsion de phase dans le signal filtré. La forme rectangulaire de l'ondelette Haar détermine son spectre avec des caractéristiques de décomposition lentes, menant à une résolution basse fréquence. La forme de l'ondelette ainsi que son spectre sont présentés dans la figure 78.

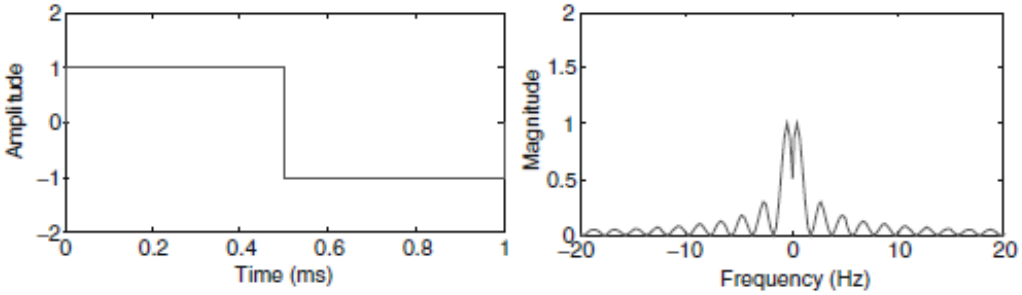


Figure 78 : Représentation de l'ondelette de Haar en temps et en fréquence [GAO11]

2. Ondelettes de Daubechies

La famille des ondelettes de Daubechies est caractérisée par leur orthogonalité et leur symétrie, mais elles présentent une large distorsion de phase. Cela signifie que ce type d'ondelettes ne peut pas être utilisé dans des applications où les informations de phase d'un signal doivent être conservées. C'est aussi une ondelette compacte présentée avec une largeur de 2N-1 où N est l'ordre de l'ondelette (en théorie N peut atteindre l'infini). Dans les domaines d'applications des ondelettes, les ondelettes de Daubechies sont exploitées jusqu'à l'ordre 20. Généralement, les ondelettes de Daubechies n'ont pas d'expression explicite mis à part pour N=1 qui représente en réalité l'ondelette de Haar. La figure 79 montre les ondelettes de Daubechies d'ordres 2 et 4.

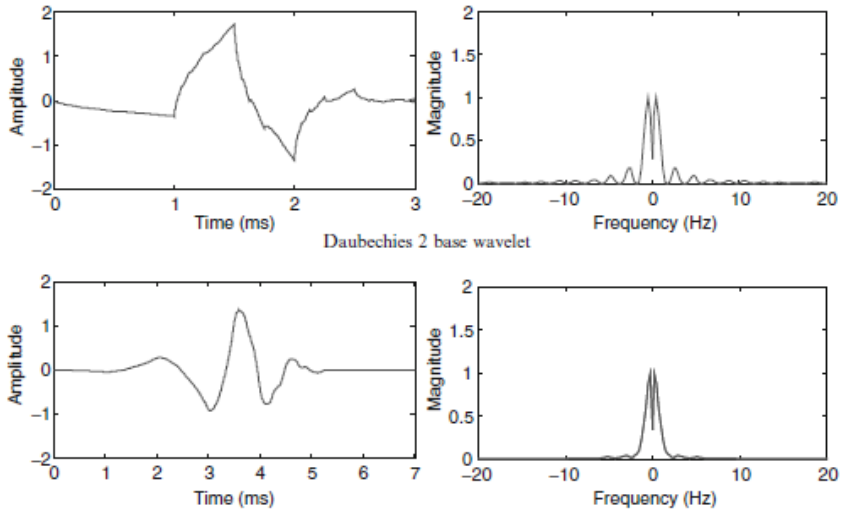


Figure 79 : Représentation d'ondelettes de Daubechies (2 et 4) en temps et en fréquence [GAO11]

3. Coiflet

La famille des Coiflets est caractérisée par leur orthogonalité, et leur « proche symétrie ». Cette propriété dite de « proche symétrie » mène à des caractéristiques de phase linéaires de ces ondelettes. Elles sont conçues pour posséder le nombre le plus haut de moments nuls (2N) tant pour l'ondelette d'ordre N que pour la fonction d'échelle pour une largeur de l'ordre de 6N-1. La figure 80 montre la forme ainsi que le spectre des Coiflets d'ordres 2 et 4.

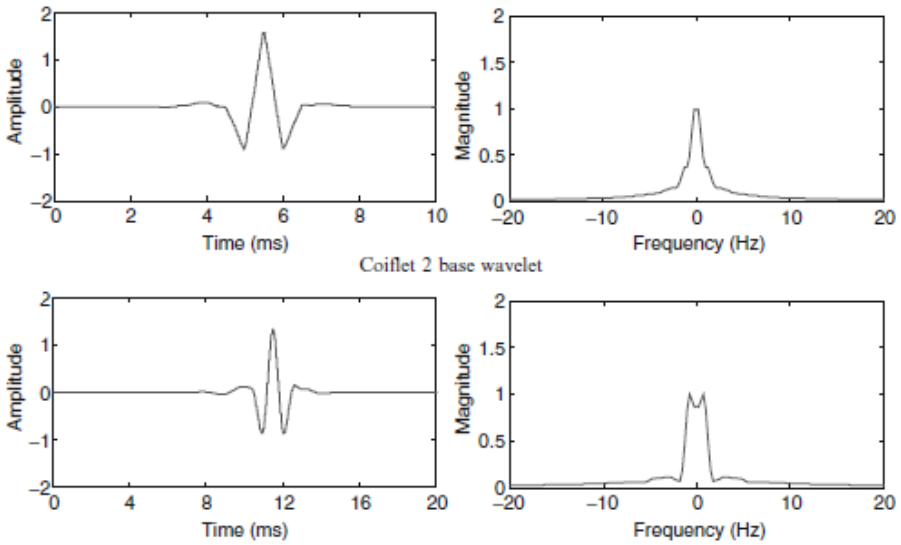


Figure 80 : Représentation de Coiflets (2 et 4) en temps et en fréquence [GAO11]

4. Symlet

La famille des Symlets est également caractérisée par leur orthogonalité et leur proche symétrie mais avec une distorsion de phase moins importante comparée avec les ondelettes de Daubechies. La Symlet d'ordre N possède N moments nuls pour une largeur 2N-1. Elles sont semblables aux ondelettes de Daubechies mais possèdent une meilleure symétrie. La figure 81 montre la forme ainsi que le spectre des Symlets d'ordres 2 et 4.

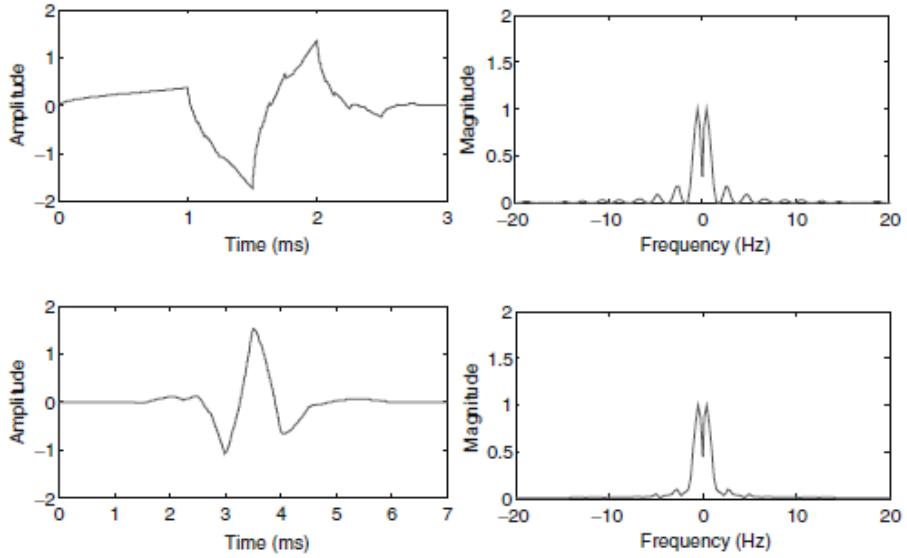


Figure 81 : Représentation de symlets (2 et 4) en temps et en fréquence [GAO11]

5. Ondelettes de Meyer

La famille des ondelettes de Meyer est caractérisée par leur orthogonalité et leur symétrie. L'ondelette de Meyer est représentée par son expression explicite et elle est définie dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$\Psi_{Meyer}(f)=\begin{cases}\sqrt{2\pi}e^{i\pi f}\sin\left[\frac{\pi}{2}\gamma(3|f|-1)\right] \\ \sqrt{2\pi}e^{i\pi f}\cos[\frac{\pi}{2}\gamma(\frac{3}{2}|f|-1)] \\ 0\end{cases}\begin{matrix}\frac{1}{3}\leq|f|\leq\frac{2}{3}\\ \frac{2}{3}\leq|f|\leq\frac{4}{3}\end{matrix} \quad (77)$$

La figure 82 montre la forme et le spectre de l'ondelette de Meyer.

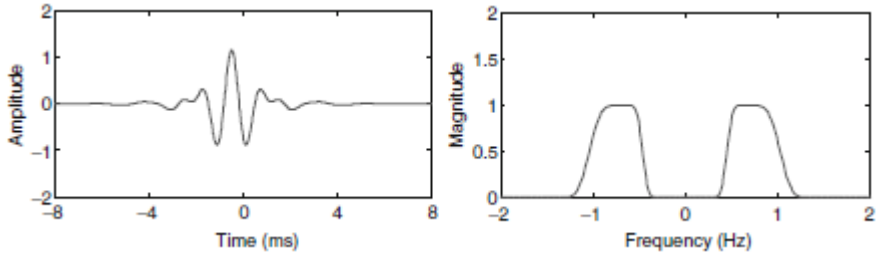


Figure 82 : Représentation de l'ondelette de Meyer en temps et en fréquence [GAO11]

6. Ondelettes biorthogonales

Les ondelettes biorthogonales présentent la particularité d'être orthogonales deux à deux, mais elles ne sont pas orthogonales en elles-mêmes. Leur symétrie est caractérisée par une phase linéaire. Les ondelettes biorthogonales peuvent notamment être construites par la méthode des splines. La figure 83 montre la forme d'une ondelette biorthogonale 2.4 en temps et en fréquence.

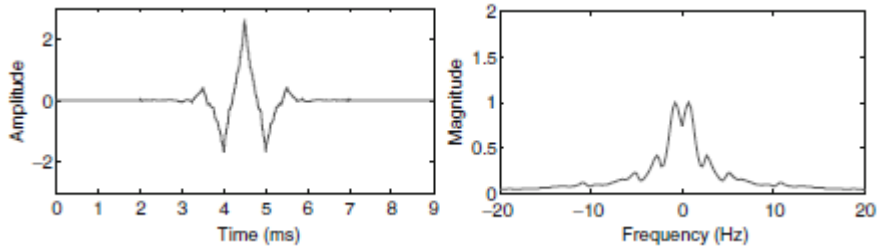


Figure 83 : Représentation d'une ondelette biorthogonale 2.4 en temps et en fréquence [GAO11]

Le tableau suivant donne les différents coefficients des ondelettes passe-haut et passe-bas pour la DWT ainsi que pour l'IDWT :

Tableau 5 : Coefficients DWT et IDWT des ondelettes

Ondelette	Coefficients DWT passe-haut	Coefficients DWT passe-bas	Coefficients IDWT passe-haut	Coefficients IDWT passe-bas
Daubechies 2	-0.4830 0.8365 -0.2241 -0.1294	-0.1294 0.2241 0.8365 0.4830	-0.1294 -0.2241 0.8365 -0.4830	0.4830 0.8365 0.2241 -0.1294
Symlet 2	-0.4830 0.8365 -0.2241 -0.1294	-0.1294 0.2241 0.8365 0.4830	-0.1294 -0.2241 0.8365 -0.4830	0.4830 0.8365 0.2241 -0.1294
Haar	-0.7071 0.7071	0.7071 0.7071	0.7071 -0.7071	0.7071 0.7071
Rbio 2.2	0.1768 0.3536 -1.0607 0.3536 0.1768 0	0 0 0.3536 0.7071 0.3536 0	0 0 0.3536 -0.7071 0.3536 0	-0.1768 0.3536 1.0607 0.3536 -0.1768 0
Rbio 3.3	-0.0663 -0.1989 0.1547 0.9944 -0.9944 -0.1547 0.1989 0.0663	0 0 0.1768 0.5303 0.5303 0.1768 0 0	0 0 0.1768 -0.5303 0.5303 -0.1768 0 0	0.0663 -0.1989 -0.1547 0.9944 0.9944 -0.1547 -0.1989 0.0663

VII. Compatibilité des ondelettes

Nous nous focalisons ici sur une étude globale des différentes formes d'impulsions utilisées dans ce travail de recherche. Nous avons commencé par étudier les différentes ondelettes citées dans la partie précédente, et nous montrerons par la suite que le choix de l'ondelette dépend de la forme d'impulsion générée ainsi que sa proche compatibilité avec le masque FCC. Nous pouvons observer dans [CIO07] que l'utilisation des ondelettes dans les systèmes ULB avait pour objectif la comparaison entre les différentes formes de convolutions sans spécialement cibler l'aspect impulsionnel. Le concept d'ondelette comme support pour la radio impulsionnelle et notamment pour les technologies ULB-RI est totalement nouveau et présente la particularité de ce travail de recherche. Mais afin de valider ce concept, l'impact du choix de l'ondelette sur la qualité de la transmission doit être étudié ce qui constitue l'objectif principal de cette partie.

1. Comparaison entre différentes ondelettes

Une première étude a été faite pour permettre le choix d'une ondelette adaptée pour ce travail de recherche. Le choix d'une forme d'impulsion est un défi majeur de notre travail. Dans l'architecture proposée, l'impulsion subit des distorsions dues aux modulations, au passage par le canal AWGN ou autres causes externes, d'où la nécessité de déterminer une forme d'impulsion qui permette une bonne discrimination de la forme d'impulsion générée malgré les distorsions subies. L'étude a visé plus particulièrement les formes d'ondes suivantes : Haar, Daubechies 2, Symlet 2, Coiflet 2 et R-bio 1.5. Le choix a été limité à des ondelettes simples, de façon à conserver des architectures d'émetteur et de récepteur raisonnablement complexes.

Nous avons étudié l'impact de ces différentes ondelettes sur le taux d'erreur binaire, en procédant de la manière suivante : la première étape consiste à sélectionner les ondelettes à étudier, le canal utilisé étant un simple canal AWGN pour lequel nous avons fait varier le SNR entre +20 et –20 dB ; en ce qui concerne la profondeur d'analyse et de synthèse, nous avons effectué les simulations jusqu'à l'échelle 10 afin d'évaluer l'impact d'impulsions de grandes durées sur les mesures.

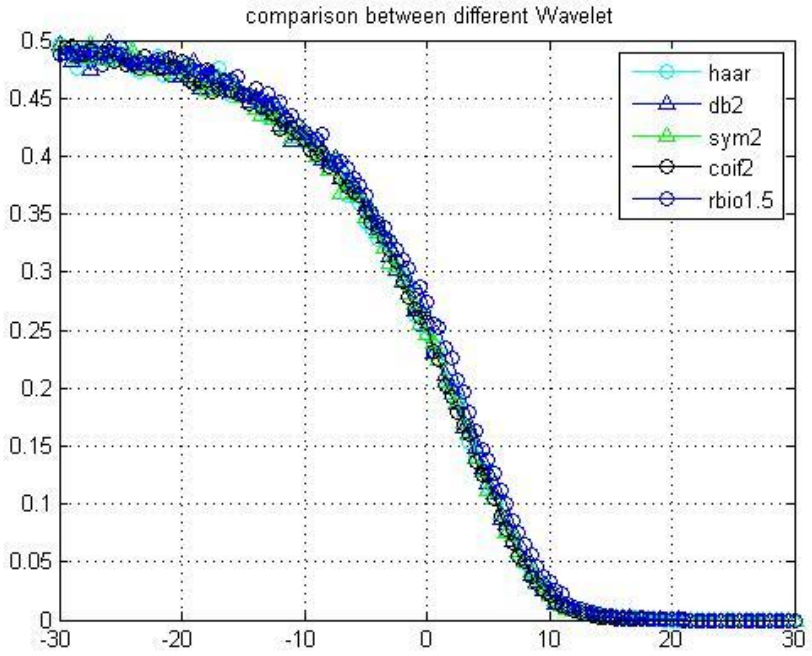


Figure 84 : Comparaison entre différentes ondelettes : haar, db2, sym2, coif2 et rbio1.5

La donnée testée dans ce travail est constituée d'une séquence de données binaire de 1024 bits. Nous avons augmenté la quantité des données pour mesurer l'impact des ondelettes dans le cas d'une structure complexe.

La figure 84 montre que les ondelettes se comportent toutes de manière très semblable. Le choix de l'ondelette comme impulsion n'est donc pas un critère primordial.

2. Comportement des ondelettes selon les données d'entrée

Les exigences de l'architecture en termes de traitement impulsionnel nécessitent une étude approfondie concernant les différents taux des données échangées par rapport à l'échelle d'analyse. Après l'étude d'impact des ondelettes, cette étude consiste à mesurer l'impact des séquences binaires, il s'agit des mots binaires qui varient dans ce travail entre 32 et 1024 bits. Nous avons utilisé 16 séquences pour une profondeur de synthèse de 4. Quant à l'influence du bruit, nous avons conservé un canal gaussien, toujours en faisant varier le SNR entre +20 et –20 dB. Nous pouvons remarquer d'après la figure 85 que les différentes séquences utilisées pour l'échelle 4 ont le même comportement.

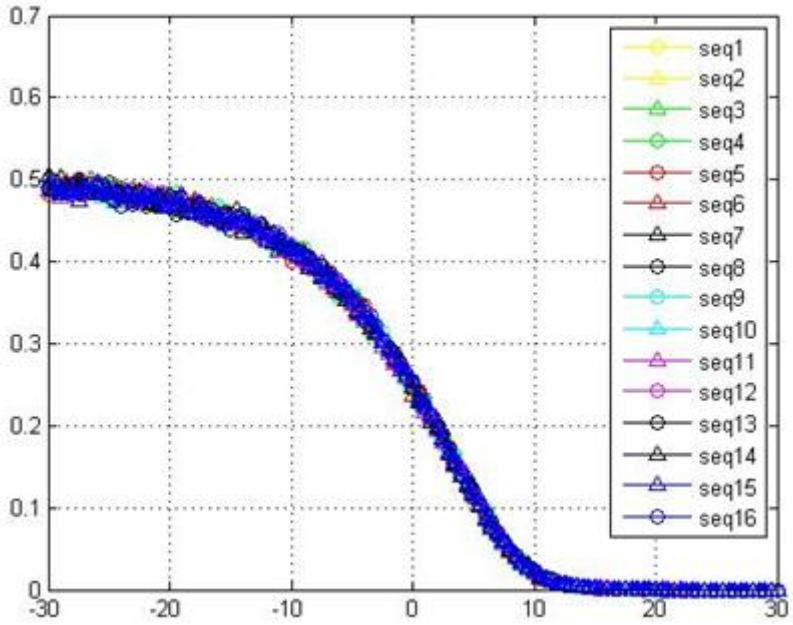


Figure 85 : Impact des séquences avec l'ondelette de Haar

VIII. Conclusion

La transformée en ondelette est un outil de traitement de signal efficace pour les signaux non stationnaires. Cette transformée a été utilisée dans de nombreux domaines mais jamais pour la génération et la discrimination de formes d'impulsions RF. L'intérêt principal de notre démarche et la génération d'une forme d'impulsion à l'émission et sa reconnaissance à la réception pour les systèmes ULB-RI. Le défi majeur consiste à affecter à chaque utilisateur une forme d'impulsion puis à générer les différents trains d'impulsions de chaque utilisateur. L'utilisation de l'IDWPT au niveau de l'émetteur autorise une génération simple des formes d'impulsions par sélection des entrées de la cascade de filtres, ce qui offre un multiple choix de formes.

Dans le chapitre suivant, nous allons démontrer la faisabilité de l'architecture proposée et proposerons deux modes d'utilisation de l'architecture, parallèle ou série. Nous aborderons également la question du choix des différentes formes d'impulsions selon l'ondelette mais aussi l'échelle d'analyse.

Chapitre 6 — Architecture d'émission-réception par transformée en ondelette

Par ses propriétés, la transformée en ondelettes représente une solution intéressante pour la génération de plusieurs formes d'impulsions, ainsi que le traitement des trains d'impulsions à la réception. Nous décrivons dans ce chapitre l'implantation de l'architecture d'émission-réception par transformée en ondelettes. Cette implantation est basée sur une cascade de bancs de filtres pour la transformée en paquets d'ondelettes, tant pour la génération des impulsions à l'émission que pour la discrimination de la forme d'onde à la réception. Ce chapitre présente les étapes d'implantation de l'architecture, ainsi que l'étude des différentes formes d'impulsions, de la génération des trains d'impulsions correspondant à l'information envoyée, ainsi que la réception et la prise de décision. Cette architecture trouve tout son intérêt avec les topologies de réseaux de type étoile, faisant intervenir plusieurs émetteurs (nœuds) et un seul récepteur (coordinateur ou puits).

I. Introduction

L'étude visée dans ce chapitre consiste en l'étude de la faisabilité de l'architecture proposée pour les systèmes de transmission numérique de types réseaux de capteurs. Les modes d'utilisation présentés dans la partie 2 de ce chapitre, ainsi que l'affectation des formes d'impulsions à chaque utilisateur constituent des éléments clés du système proposé. L'étude consiste à faire varier le nombre d'utilisateurs en modifiant l'ondelette et/ou l'échelle d'analyse. La transformée en paquets d'ondelettes, dans son implantation à base de bancs de filtres, offre une bonne souplesse de choix des fonctions analysantes. L'architecture proposée dans ce travail de recherche consiste à évaluer l'utilisation des ondelettes comme support aux communications des réseaux de capteurs, et non comme outil de codage du signal.

L'utilisation de la théorie des ondelettes pour les réseaux de capteurs basés sur les transmissions ULB-IR repose sur les points suivants :

- La décomposition en paquets d'ondelettes offre une multitude de choix de fonctions ondelettes possibles. Dans notre cas, la décomposition est assurée par une structure dyadique de bancs de filtres : le choix des coefficients des filtres permettra de sélectionner l'ondelette utilisée. Ainsi, le banc de filtre permettra de séparer les différents utilisateurs par une forme d'onde spécifique, et donc une bande de fréquence dédiée.
- Pour une ondelette donnée, il existe une multitude des formes d'impulsions possibles obtenues par combinaison, dilatation et décalage de l'ondelette choisie. Le décalage dépendra de l'instant de génération des impulsions, donc de l'instant d'activation des entrées du filtre de synthèse, la dilatation dépendra de l'échelle d'analyse, et la combinaison des ondelettes par l'activation simultanée de plusieurs entrées. Nous avons vu dans le chapitre précédent que le choix de l'ondelette n'est pas un critère prépondérant dans le cas d'un canal gaussien puisque les différentes formes d'ondelette se comportent de la même manière en présence de bruit.
- Les ondelettes ont une propriété de filtre passe-bande dont la largeur dépend de la profondeur d'analyse. Nous avons montré dans le chapitre précédent qu'une base d'ondelettes orthogonales se base sur un ensemble de filtres complémentaires. Le choix de la profondeur est critique dans notre système vu les exigences de la technologie ULB. Ceci demande une

validation du spectre de l'impulsion dans le masque FCC, ainsi qu'un partage de fréquence qui ne dépasse pas la bande 3,1-10,6 GHz. Nous nous limiterons dans un premier temps à l'échelle 4, ce qui nous permettra d'envisager un réseau d'au maximum 16 utilisateurs.

- Dans ces conditions, si nous considérons la bande de fréquence 3,1-10,6 GHz, c'est-à-dire une largeur de bande de 7,5 GHz, une architecture pour l'échelle 4 soit un maximum de 16 utilisateurs, chaque utilisateur occupera une bande 468,75 MHz. Plus de détails sur ce principe seront présentés dans la section 2 de ce chapitre. Le fait de nous limiter à une profondeur d'analyse relativement faible autorise des formes d'impulsions de quelques nanosecondes compatibles avec le masque FCC. Plus d'informations sur cet aspect seront fournies dans la section 5 de ce chapitre.

II. Principe

La transformée en paquets d'ondelette se base sur la fonction f(t) de $L^2(R)$ et s'exprime comme la somme de paquets d'ondelettes pondérés par les coefficients $a_{j,k}^n$. Les détails ont été présentés dans le chapitre précédent.

Dans cette optique, nous pouvons définir le principe de l'architecture basée sur la transformée en paquets d'ondelettes. Il s'agit dans un premier temps de générer une multitude de formes d'impulsions qui seront exploitées par deux modes de fonctionnement, mono ou multi-utilisateurs. À l'émission la transformation des symboles du domaine des ondelettes au domaine temporel est assurée par le filtre de synthèse IDWPT, et à la réception la transformation du signal reçu du domaine temporel à celui des ondelettes est assurée par le filtre d'analyse DWPT.

La transformée en paquets d'ondelettes offre une liberté de choix de la fonction ondelette. La compatibilité de cette transformée vis-à-vis de la technologie ULB impose plusieurs contraintes. Les formes d'impulsions générées par les fonctions d'ondelettes doivent respecter les exigences des normes ULB ainsi qu'un partage de bande de fréquence par l'ensemble des utilisateurs tout en respectant la bande dédiée entre 3,1 et 10,6 GHz.

La figure 86, présente une architecture de filtrage en sous-bandes : il s'agit pour l'émetteur d'un filtre d'IDWPT et pour le récepteur d'un filtre DWPT. L'exemple est donné pour une architecture à quatre entrées soit une analyse par paquets d'ondelettes à l'échelle 2.

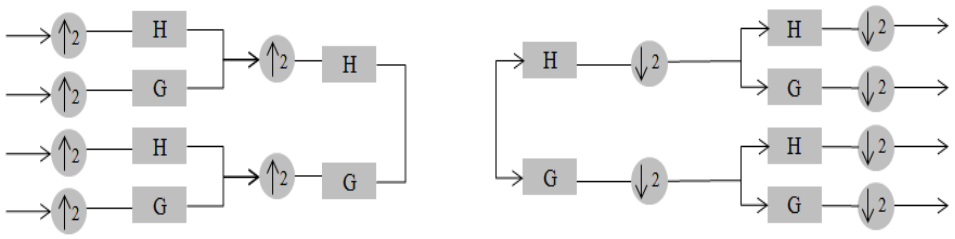


Figure 86 : Principe de la hiérarchie de filtrage en sous bande utilisant l'IDWPT en émission et la DWPT en réception

L'architecture proposée ici a été l'objet de deux campagnes de simulation : l'une à l'aide de code Matlab pour la validation fonctionnelle, et l'autre à l'aide de Simulink qui précise l'approche matérielle envisagée. La figure 87 montre l'architecture complète implantée sous Simulink. Cette figure présente un mode de fonctionnement spécifique qui fera l'objet de la partie suivante.

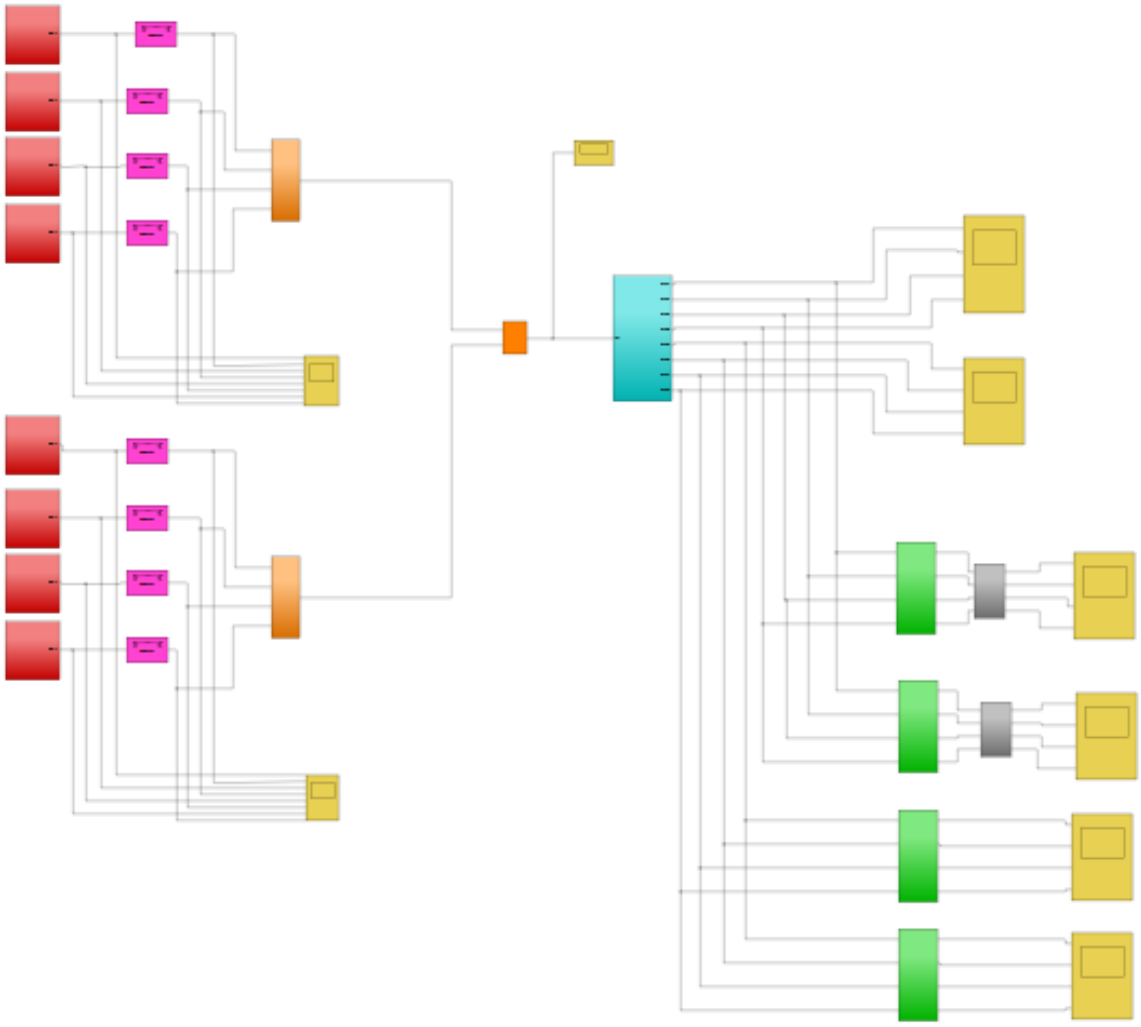


Figure 87 : Architecture d'émetteur et de récepteur sous Simulink

III. Émission

1. Modes de fonctionnement

Comme présenté dans le chapitre 3, les systèmes ULB-RI nécessitent une modulation des impulsions. Plusieurs formes de modulations ont été proposées. Elles ont toutes le même objectif de création du train d'impulsions qui va représenter les informations. Les modulations classiques le plus souvent utilisées sont l'OOK et la BPSK qui ne reposent que sur une seule forme d'impulsion : ceci limite leur utilisation aux domaines où une multitude de formes d'impulsions n'est pas obligatoire. Notamment, ces modulations sont adaptées aux applications à faible débit d'information où les techniques d'accès multiple de type TDMA sont suffisantes.

D'autres formes de modulations ont été proposées qui se basent sur la modulation de la forme d'impulsion. Dans ce cas, la discrimination de la forme d'impulsion à la réception est obligatoire et nécessite à elle seule une étude poussée, notamment concernant l'orthogonalité de la forme d'impulsion qui constitue un point clé dans ce type de modulation. Dans le cas de l'accès multiple par forme d'impulsion, chaque utilisateur est reconnu par une signature constituée par la forme de l'impulsion : l'émission simultanée d'impulsions différentes nécessite donc de pouvoir les discriminer, et l'orthogonalité des différentes impulsions est de fait un élément déterminant pour la faisabilité de

cette technique. L'utilisation de l'IDWPT en émission et la DWPT en réception a été proposée par [GAU06a] et [LAK11] dans une démarche mono-utilisateur. Le principe des travaux cités consiste à pouvoir émettre et recevoir sans prendre en considération ni la forme d'impulsion utilisée, ni le type de modulation : il s'agit d'étudier le fonctionnement de l'émission et de la réception sans les lier à des techniques de transmission ni à une technologie particulières

Dans cette partie nous présentons deux modes de fonctionnement possibles pour l'utilisation de la transformée en paquets d'ondelettes pour les systèmes ULB pour les réseaux de capteurs. Ces deux types de fonctionnement sont, du point de vue de l'émetteur :

- le mode série où un seul bit est transmis par impulsion : la transmission d'un mot nécessite donc de transmettre plusieurs impulsions en série ;
- le mode parallèle où les impulsions portent plusieurs bits et sont construite par combinaison d'impulsions « unitaires ».

1.1. Principe général

Ces modes d'utilisation dépendent de l'application envisagée. L'utilisation de bancs de filtre ouvre une nouvelle piste en simplifiant la génération des impulsions. Quel que soit le mode de fonctionnement, l'échelle d'analyse donne une information sur le nombre d'utilisateurs possibles, mais aussi sur la durée de l'impulsion utilisée qui dépend également de la taille du filtre de synthèse. L'activation de l'une des entrées ou une combinaison d'un ensemble d'entrées donne lieu à une forme d'impulsion, orthogonale à toute autre impulsion utilisant des entrées différentes.

L'information envoyée aux filtres est présentée sous forme d'un train de données binaires. Si la valeur des bits est « 1 » ou « 0 », l'activation des entrées par les utilisateurs donne lieu à une modulation OOK : un « 1 » provoquera la génération d'une impulsion, un « 0 » signifiera l'absence d'impulsion. *A contrario*, la combinaison de plusieurs entrées avec des valeurs non nulles assure une modulation par forme d'impulsion : la forme de l'impulsion générée dépendra des entrées activées. La possibilité d'utiliser des données avec comme valeurs possibles « -1 » ou « 1 » pour représenter les deux états binaires est naturellement valable, et permet d'envisager d'autres modulations, comme la BPSK. Le mode de représentation des données à l'entrée des filtres ajoute ainsi de la complexité aux formes d'impulsions générées ainsi que sur la prise de décision au niveau de la réception.

En ce qui concerne le partage de fréquence, chaque entrée du bloc de bancs de filtre correspond à une bande de fréquences bien spécifique, définie par la fréquence du filtre et de l'étage de conversion numérique-analogique. Naturellement, l'utilisation d'une combinaison d'entrées génère une impulsion occupant une bande de fréquences correspondant à l'ensemble des entrées utilisées.

Nous présentons dans ce qui suit les cas d'utilisation du banc de filtres selon les deux modes décrits : mode parallèle et mode série.

1.2. Mode parallèle

Le mode parallèle n'est possible que pour une transmission « mono-utilisateur », c'est à dire qu'un seul émetteur peut être activé à un instant donné. De manière similaire à ce qui est proposé dans [LAK06, LAK10 & LAK11], la particularité de ce mode repose dans le fait d'activer toute les entrées du banc de filtres, chaque entrée correspondant à un bit de donnée. Par exemple, à l'échelle 4 nous aurons 2^4 soit 16 entrées : les 16 entrées seront donc activées par un mot binaire de 16 bits, comme illustré par la figure 88. En sortie de la cascade de filtres de synthèse, l'ondelette correspondant à ce mot de 16 bits sera générée et utilisée comme impulsion HF couvrant l'ensemble du spectre autorisé.

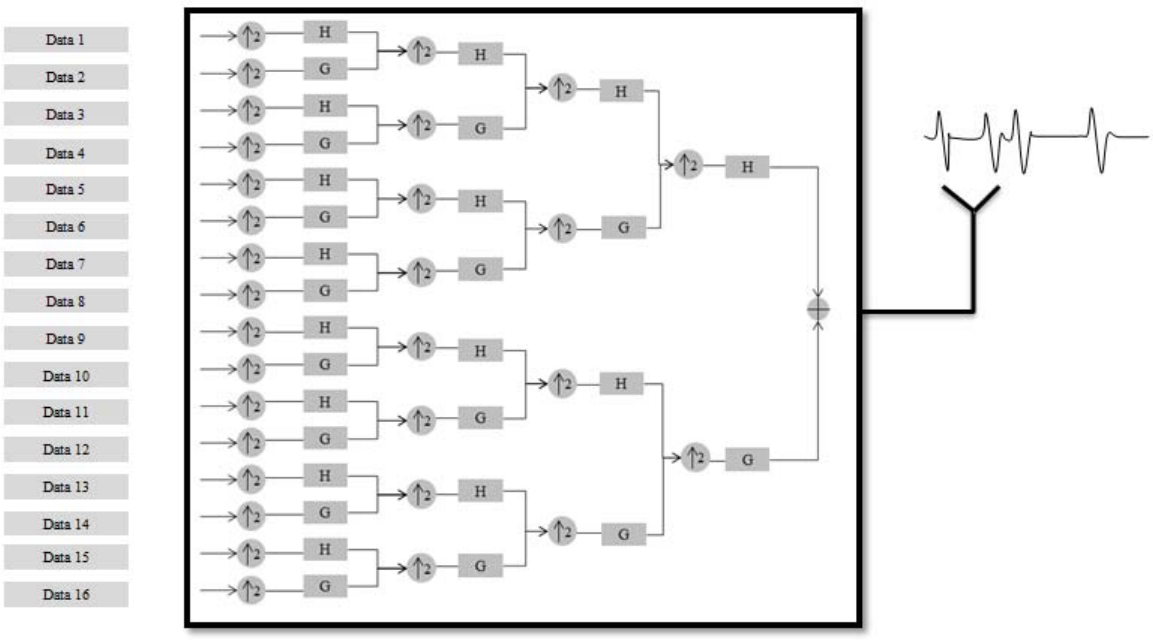


Figure 88 : Mode parallèle

Nous pouvons augmenter la complexité en augmentant la profondeur de la transformée en ondelette : ceci augmente le nombre de bits en entrée, donc le nombre de bits portés par l'ondelette, donc le débit. En contrepartie, cela augmente aussi la durée de l'impulsion du fait de la présence d'un étage de filtres supplémentaire, et en conséquence impacte de manière non négligeable l'occupation spectrale ainsi que la sensibilité au bruit.

L'inconvénient de ce mode de fonctionnement est que le bloc IDWT est utilisé par un seul mot binaire, donc un seul utilisateur ; en revanche il présente l'avantage d'offrir un débit binaire plus élevé, une seule impulsion portant plusieurs bits. Ce mode est donc à réserver aux communications point à point, avec réservation préalable du canal.

Un second inconvénient réside dans le fait que chaque entrée correspondant à une sous-bande bien définie, la transmission sera plus sensible aux affaiblissements sélectifs en fréquence qu'une transmission ultra-large bande stricte : on est plus proche ici du multiplexage en fréquences. Cet inconvénient peut être pallié de deux façons différentes :

- par l'utilisation d'un code correcteur permettant de renforcer la donnée transmise, ou
- en plus du code correcteur, par l'utilisation d'un code pseudo-aléatoire servant à attribuer l'entrée *k* au bit de poids *n*, *k* n'étant alors plus toujours égal à *n*.

1.3. Mode série

Le mode série n'attribue qu'une seule entrée du banc de filtres par utilisateur : il s'agit donc d'un mode de fonctionnement qui permet une utilisation multi-utilisateurs. L'utilisation de la IDWPT/DWPT dans cette optique est différente de ce qui a été présenté par [LAK06]: il s'agit de préciser le nombre d'utilisateurs simultanés de façon à implémenter pour chaque utilisateurs un bloc IDWT qui assure d'une part l'activation d'une seule entrée exclusive à cet utilisateur, et d'autre part qui permettra d'identifier chaque capteur : en effet, à chaque entrée du bloc IDWPT de l'émetteur correspond une seule sortie du bloc DWPT du récepteur. L'activation d'une entrée par utilisateur se traduit par une faiblesse au niveau du débit par utilisateur (1 seul bit par impulsion) mais présente un débit global identique comparé au codage parallèle, si tous les nœuds émettent en même temps. Dans le cadre d'un réseau de capteurs où la quantité d'information échangée par chaque capteur est faible, mais où le nombre de nœuds est potentiellement important, cette solution est tout naturellement plus adaptée.

Notons que l'utilisation du mode « série » reste compatible avec un partage du temps de transmission (TDMA) et permet donc d'augmenter le nombre d'utilisateurs potentiels, au détriment du débit unitaire.

Avec l'utilisation du mode série nous pouvons remarquer clairement le partage de la bande passante entre les différents utilisateurs : l'activation de chaque entrée assure le fonctionnement d'un seul utilisateur mais aussi l'occupation d'une partie du canal définie par l'impulsion d'ondelette émise.

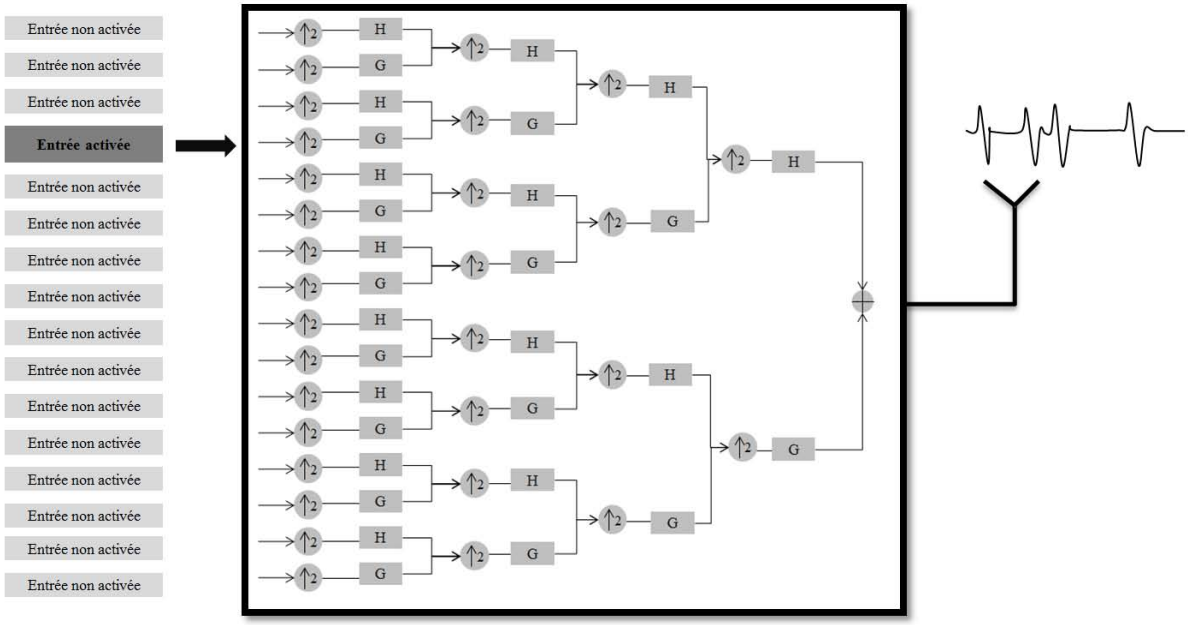


Figure 89 : Mode série

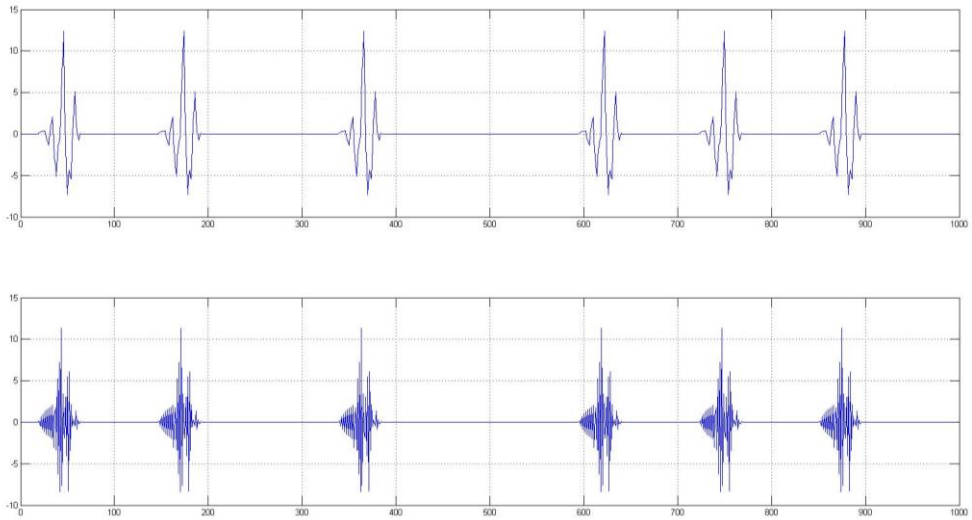


Figure 90 : Activation des entrées 4 et 10 dans le mode série

Dans ce mode d'utilisation, l'activation de l'une des entrées assure une activation d'un utilisateur. Dans la figure 89, l'exemple présenté est pour l'échelle 4 c'est-à-dire 16 entrées, donc 16 utilisateurs potentiels, chacun utilisant une seule et unique entrée différente des 15 autres. Chaque utilisateur sera identifié par une entrée, mais dans le cas où le nombre d'utilisateurs serait plus faible, chacun pourra utiliser plusieurs entrées : ce mode de fonctionnement mixte permet par exemple d'augmenter le débit de manière temporaire (par exemple, 4 utilisateurs utilisant 4 entrées). La figure 90 illustre les cas d'activation des entrées dans le cas de l'entrée 4 et l'entrée 10. Nous pouvons remarquer que les impulsions produites ne sont pas les mêmes, chaque entrée générant une impulsion bien précise.

La réception concernant ce mode est assurée simultanément, c'est-à-dire que le récepteur est capable de recevoir les flux des données venant de l'ensemble des nœuds du réseau : chaque nœud est identifié par une sortie du filtre DWPT.

La figure 91 montre une architecture de réseau où plusieurs utilisateurs utilisent un banc de filtres IDWPT et un seul récepteur utilisant un banc de filtres DWPT.

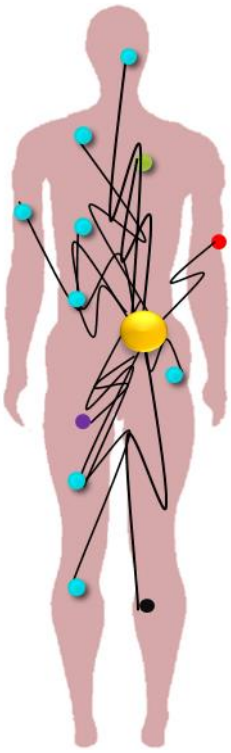


Figure 91 : architecture de réseau en mode série

Tout comme pour le mode parallèle, il subsiste un inconvénient à ce mode de communication. Chaque utilisateur, se voyant attribuer une « entrée », se verra attribuer en réalité une sous-bande. Un affaiblissement sélectif en fréquence aura donc pour résultat de compromettre la transmission d'un nœud, naturellement sans qu'un code correcteur puisse ici être mis en œuvre pour protéger les données.

Comme précédemment, la solution immédiatement envisageable réside également dans l'utilisation d'un code pseudo-aléatoire déterminant l'entrée donc la sous-bande à utiliser, combiné avec un code correcteur permettant de recouvrer les bits perdus.

IV. Étude de l'implantation de l'IDWT et de la DWT

Dans cette partie nous nous concentrons sur l'étude de l'architecture pour la transformée en paquets d'ondelettes à l'échelle 1. La figure 92 illustre cette architecture à base de bancs de filtres. Nous détaillerons la partie émission et la partie réception avec pour objectif de démontrer que les données (ou coefficients) à l'entrée de l'IDWT seront reproduites à la réception par le bloc DWT du récepteur.

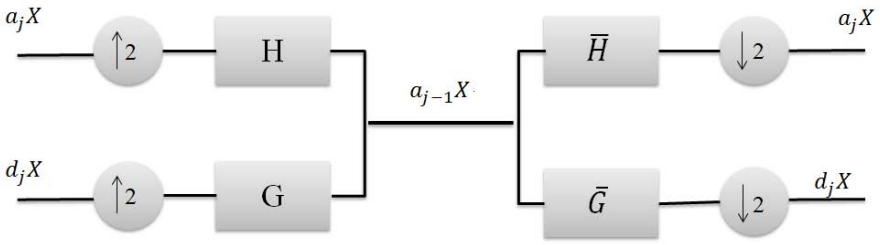


Figure 92 : Architecture niveau 1

Dans cette partie nous allons montrer que :

$$a_{j-1}\mathrm{X} = a_j\mathrm{X} + d_j\mathrm{X} = \sum_n a_n^j \phi_{i,n} + \sum_n d_n^j \psi_{j,n}$$

Démonstration :

Le coefficient est présenté comme suit :

$$A_{j-1}\mathrm{X} = \sum_n a_n^j \psi_{j-1,n}$$

Le coefficient d'ondelette est obtenu par produit scalaire de l'entrée avec l'ondelette mère:

$$a_n^j = <\mathrm{X}, \psi_{j-1,n}>$$

Si on remplace le coefficient par le produit scalaire nous obtenons:

$$A_{j-1}\mathrm{X} = \sum_n < \mathrm{X}, \psi_{j-1,n} >. \psi_{j-1,n}$$
$$= \sum_n < A_{j-1}\mathrm{X}, \psi_{j-1,n} >. \psi_{j-1,n}$$

Après passage par les filtres passe-haut et passe-bas nous aurons :

$$a_n^{j-1} = \sum_k a_n^j <\phi_{j,k}, \phi_{j-1,n}> + \sum_n d_n^j <\psi_{j,k}, \phi_{j-1,n}>$$

La fonction d'échelle est calculée comme suit : $\phi_{j,k} = \sum_n h_n \phi_{j-1,m+2k}$

$$<\phi_{j,k}, \phi_{j-1,n}> = \sum_n h_n <\phi_{j-1,m+2k}, \phi_{j-1,n}>$$
$$= \sum_m h_m \delta_{n-m-2k}$$
$$= h_{n-2k}$$

Quant à la fonction ondelette, elle est calculée comme suit : $\psi_{j,k} = \sum_n g_n \phi_{j-1,m+2k}$

$$<\psi_{j,k}, \phi_{j-1,n}> = \sum_n g_n <\phi_{j-1,m+2k}, \phi_{j-1,n}>$$
$$= \sum_m g_m \delta_{n-m-2k}$$
$$= g_{n-2k}$$

En remplaçant dans l'équation principale nous obtenons :

$$a_n^{j-1} = \sum_k a_n^j h_{n-2k} + \sum_k d_n^j g_{n-2k}$$

Ce qui montre que :

$$\mathrm{IDWT}\ (a_n^j, d_n^j) = a_n^{j-1}$$

V. Les trains d'impulsions

L'objectif ici consiste à étudier le comportement d'une impulsion affectée à un utilisateur déterminé, mais également à utiliser cette signature de l'utilisateur pour construire des trains d'impulsions. Quel que soit le mode de fonctionnement, il n'existe à ce stade aucune spécification de la modulation utilisée, le train d'impulsions dépendant uniquement des entrées activées. Pour ce faire, nous développerons les points suivants :

- **Durée des impulsions** : cette information dépend essentiellement de la profondeur de l'IDWPT ; lorsque nous augmentons la profondeur de synthèse d'une unité, nous ajoutons un étage de filtres, et donc nous augmentons la durée de l'impulsion. En effet, lors de la synthèse, chaque étage introduit un sur-échantillonnage des données en entrée, ce qui double le nombre d'échantillons.
- **Modulation :** aucun choix n'est défini concernant la modulation d'impulsion qui sera utilisée. Dans la figure 90 nous avons montré deux cas de signaux générés dans le cas de l'échelle 4. Dans les faits, l'architecture proposée se comporte comme une architecture de modulation de forme d'impulsion (PSM, *Pulse Shape Modulation*), mais l'impulsion n'est à proprement parler pas modulée mais synthétisée. Selon le mode de fonctionnement, deux cas de figures sont envisageables :
  - Dans le cas mono-utilisateur, chaque impulsion code la valeur d'un mot binaire : à l'échelle 2^n, une impulsion représentera donc une valeur de 0 à 2^{n-1}. On est ici bien dans le cadre d'une PSM stricte, où chaque forme d'impulsion représente une valeur différente.
  - Dans le cas multi-utilisateurs, chaque impulsion représente un bit d'un utilisateur donné. Il est ici nécessaire d'opérer une modulation de l'impulsion pour distinguer les deux valeurs possible du bit : 0 ou 1. Ici peuvent être envisagées d'une part les différentes formes de PAM, tout ou rien (OOK), inversion de polarité (BPSK), ou tout autre niveau d'amplitude, et d'autre part la modulation de position (PPM).
- **Affectation des impulsions :** la particularité de l'utilisation de l'IDWPT tient dans le fait qu'il existe une multitude de formes possibles selon les entrées activées. La question qui se pose ici est : dans un réseau statique, comment chaque utilisateur sait quelle impulsion, et donc quelle entrée, utiliser, et dans un réseau dynamique, comment effectuer l'allocation d'une « entrée » à un nouvel utilisateur ? Une question semblable peut être posée en cas d'utilisation de codes pseudo-aléatoire faisant varier les entrées utilisées, avec une difficulté supplémentaire posée par la synchronisation requise entre les émetteurs en cas de mise en œuvre d'une telle solution.

Les figures 93, 94, 95 et 96 suivantes illustrent des trains d'impulsions modulées en OOK pour les 16 utilisateurs possibles d'une IDWPT à l'échelle 4, pour l'ondelette db2**.**

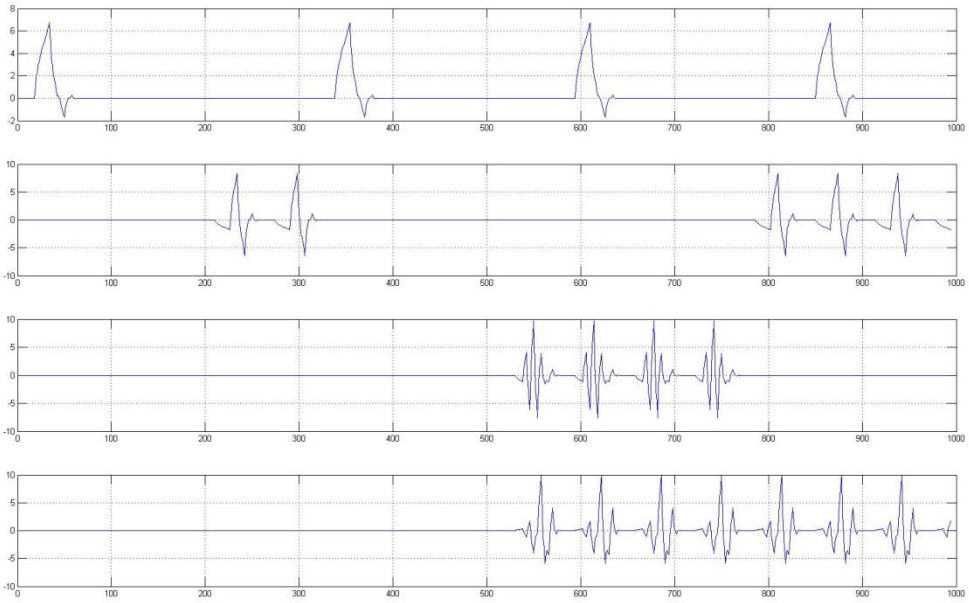


Figure 93 : Exemple de trains d'impulsions au niveau 4 pour les entrées 1,2,3 et 4, ondelette Daubechies 2

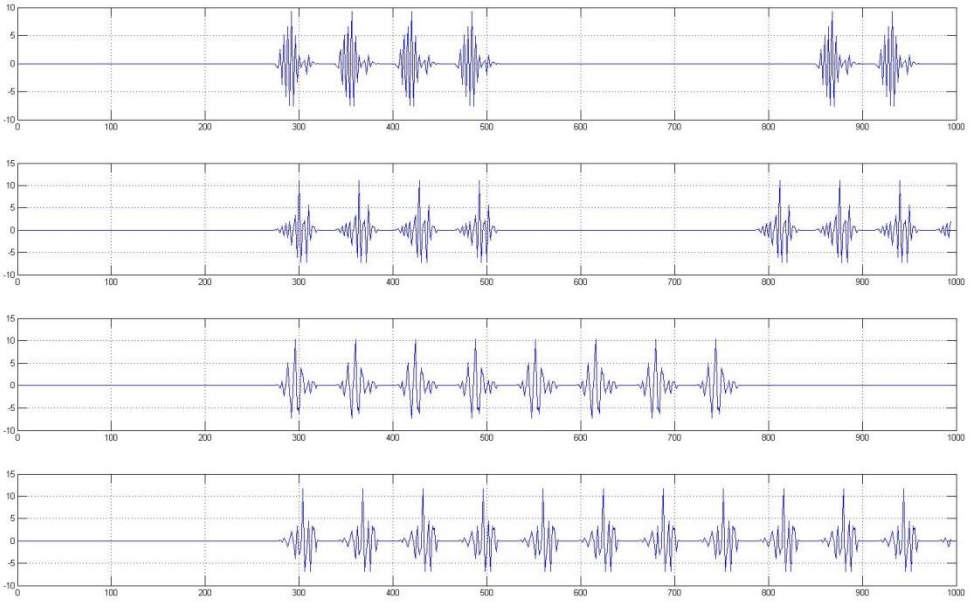


Figure 94 : Exemple de trains d'impulsions au niveau 4 pour les entrées 5,6,7 et 8, ondelette Daubechies 2

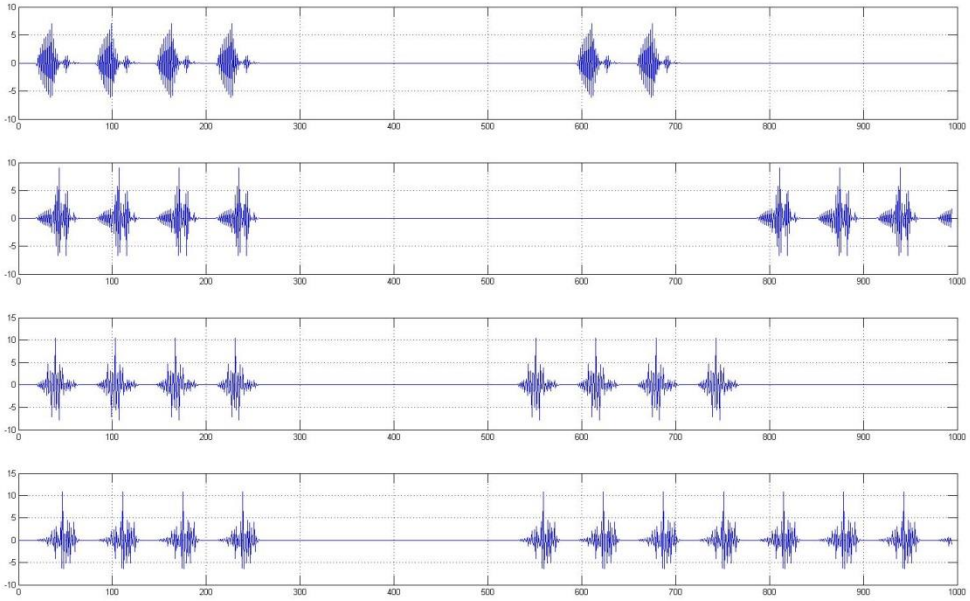


Figure 95 Exemple de trains d'impulsions au niveau 4 pour les entrées 9,10,11 et 12, ondelette Daubechies 2

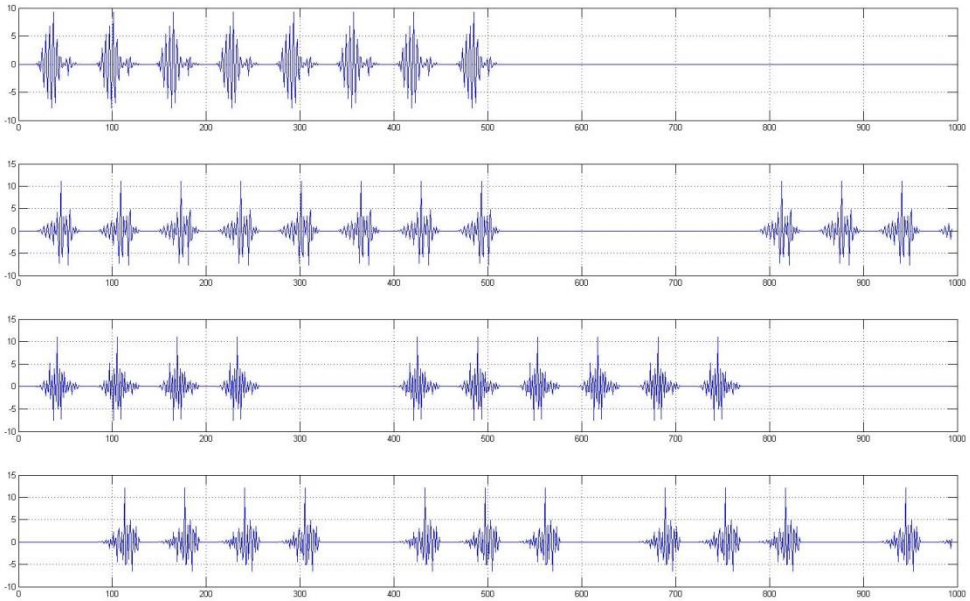


Figure 96 Exemple de trains d'impulsions au niveau 4 pour les entrées 13,14, 15 et 16, ondelette Daubechies 2

D'après ces figures, nous pouvons constater que dans le cas du mode série l'activation de chaque entrée correspond à utiliser 16 impulsions différentes. Chaque nœud capteur du réseau correspond à une forme d'impulsion spécifique mais affectée d'une manière aléatoire pour les nœuds participants au réseau lors du déploiement de celui-ci.

VI. Compatibilité des impulsions avec les masque FCC

Une validation de la densité spectrale de puissance (PSD, *Power Spectral Density*) du signal émis est nécessaire pour vérifier sa compatibilité avec les masques définis par la FCC. En Europe, les règlements européenne s'appuient sur un gabarit de puissance très rigoureux, au-dessus de 6 GHz. Le test fait sur ce passage vise en générale les masques *indoor* et *outdoor* proposés par la FCC.

Dans cette partie, nous effectuerons des simulations pour des impulsions correspondant à l'échelle 4, ce qui implique une architecture qui peut supporter au maximum seize utilisateurs à la fois. Cette démarche augmente la complexité des tests de validation du masque FCC comparée à celle des systèmes mono-impulsionnels. Dans ce cadre complexe nous avons commencé par étudier les différentes ondelettes (*cf.* chapitre 4). Cette étude nous a démontré que le comportement des différentes ondelettes était très proche en ce qui concerne le taux d'erreur binaire obtenu pour un canal AWGN. Si le choix de l'ondelette n'est pas discriminant en matière de TEB, il reste à sélectionner une ondelette qui facilite l'obtention d'une DSP compatible avec les masques réglementaires en vigueur. Dans les figures suivantes nous présentons les résultats obtenus pour les impulsions Daubechies 2.

Les figures 97 à 103 montrent les impulsions générées de l'entrée 1 à l'entrée 16 et leurs densités spectrales de puissance (DSP). Dans un premier temps, nous pouvons voir la multitude des formes d'impulsions utilisé dans l'architecture proposée, et dans un deuxième temps nous pouvons également constater voir que les spectres correspondant à l'ensemble des impulsions ne sont pas tous valides.

Les impulsions générées par les entrées 5, 9, 10, 11, 13, 14 et 16 restent des modèles intéressants par leur compatibilité avec les masques FCC. Les autres impulsions ne donnent pas une totale satisfaction car les spectres ne rentrent pas complétement dans le masque FCC.

Néanmoins, certaines techniques sont envisageables pour dimensionner les impulsions de manière à ce qu'elles soient toutes à l'intérieur des gabarits imposés. Selon un principe équivalent à celui mis en œuvre dans la MB-OOK [PEN07], il est possible de paramétrer l'amplitude des impulsions en jouant sur la valeur des coefficients d'ondelettes fournis aux entrées des filtres de synthèse.

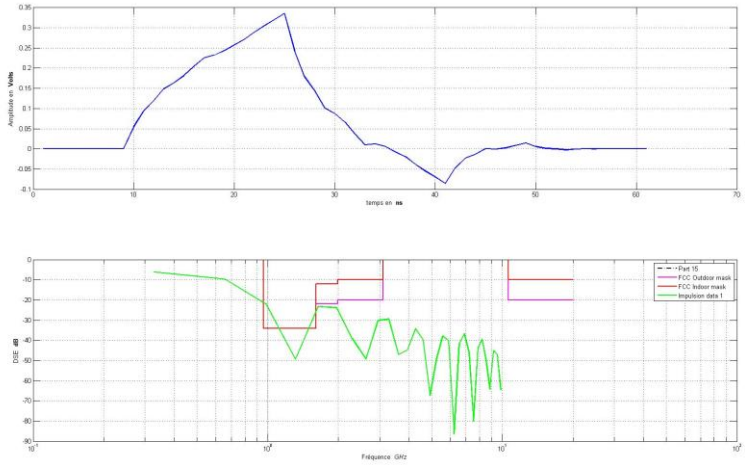


Figure 97 : Impulsion d'entrée activée 1 et validation du masque FCC

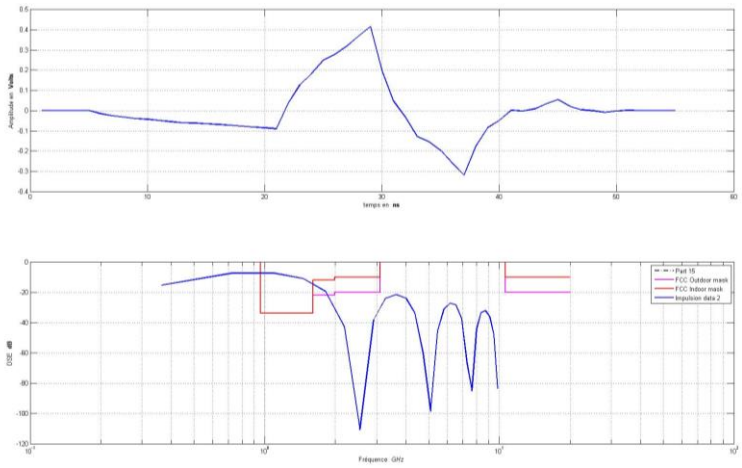


Figure 98 : Impulsion d'entrée activée 2 et validation du masque FCC

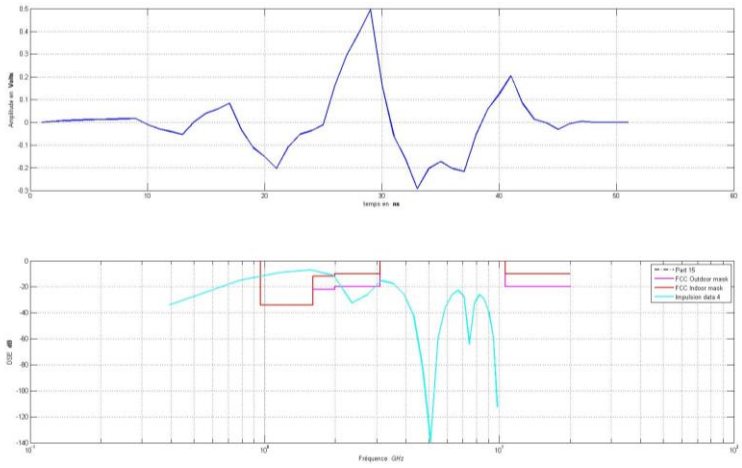


Figure 99 : Impulsion d'entrée activée 4 et validation du masque FCC

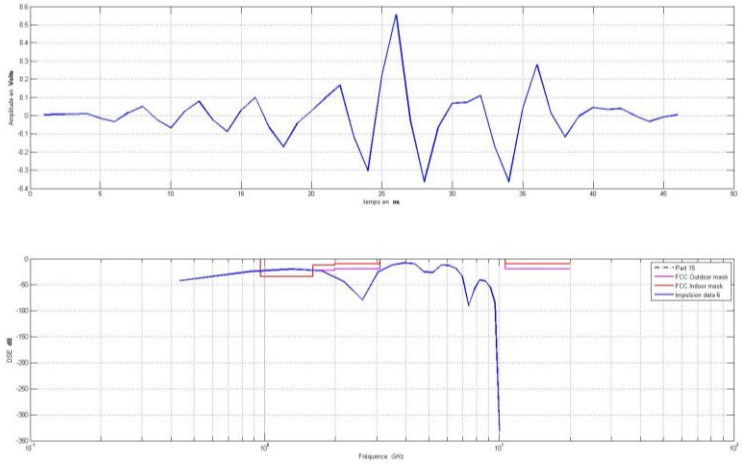


Figure 100 : Impulsion d'entrée activée 6 et validation du masque FCC

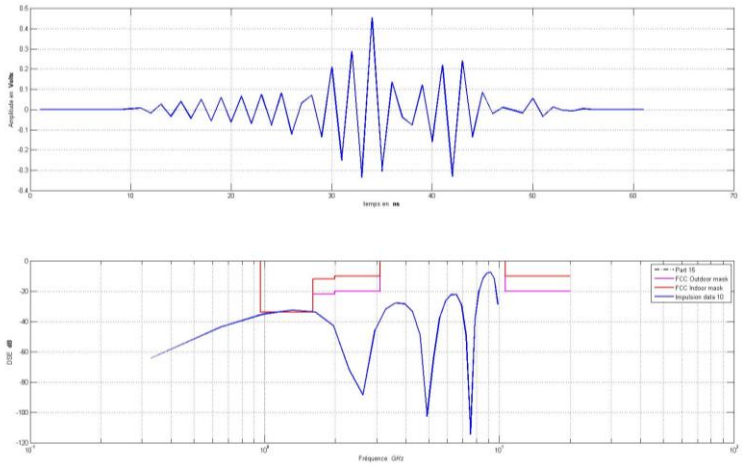


Figure 101 : Impulsion d'entrée activée 10 et validation du masque FCC

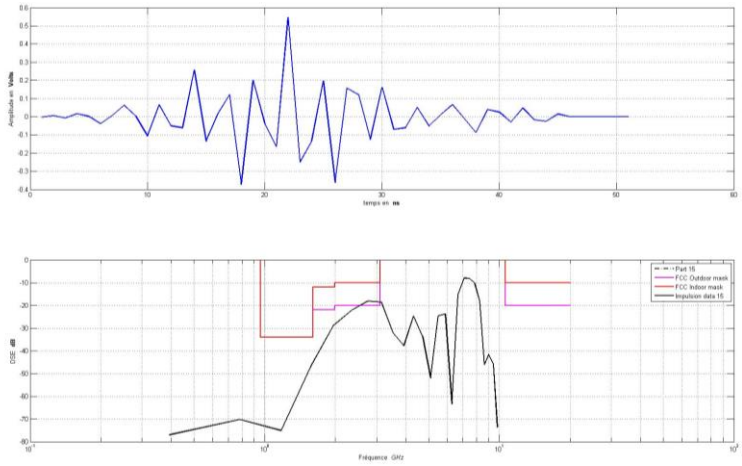


Figure 102 : Impulsion d'entrée activée 15 et validation du masque FCC

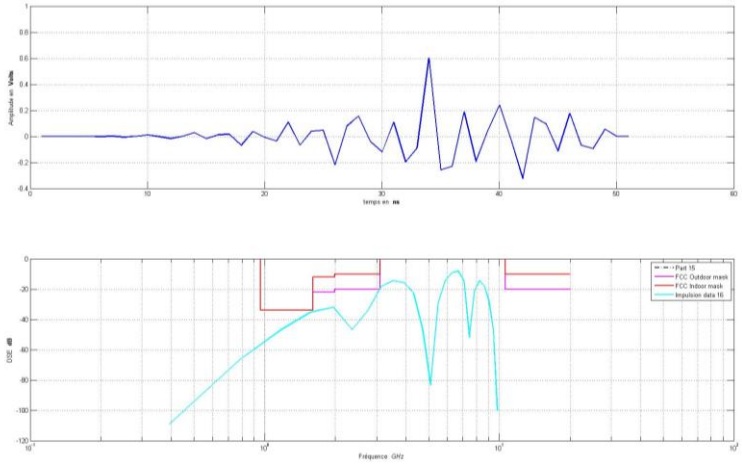


Figure 103 : Impulsion d'entrée activée 16 et validation du masque FCC

VII. Bandes de fréquences

L'utilisation des techniques de transformées en ondelettes nous amène à étudier leurs comportements fréquentiels. Chaque entrée de notre système consiste à générer une impulsion différente des autres entrées comme cela a déjà montré dans les parties précédentes. Ces paramètres

nous amènent à étudier le partage fréquentiel entre les différents utilisateurs. La bande totale exploitée dépend de tous les utilisateurs actifs et doit être de l'ordre de 3,1-10,6 Ghz, donc de l'ensemble des entrées activées. Cette étude du partage fréquentiel conduit à étudier le respect de la densité spectrale de puissance (DSP) autorisée par le masque FCC suivant les exigences de la technologie ULB. Il faut signaler que l'ensemble des DSP doit être valide dans le masque. La figure 104 montre la compatibilité des spectres vis-à-vis du masque FCC. Nous pouvons remarquer que la validité reste proche des masques mais pas toujours à l'intérieur. Cette compatibilité reste donc approximative et comme évoqué précédemment, pourra être améliorée en contrôlant de manière plus fine la nature des données fournies aux filtres de synthèse.

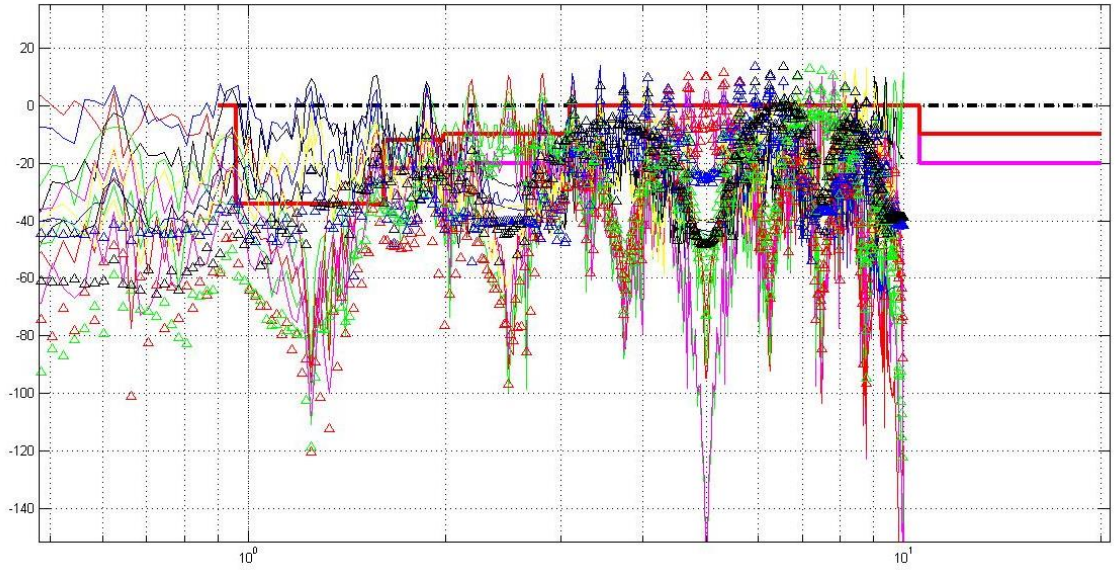


Figure 104 : PSD de l'ensemble des utilisateurs avec validation sur le masque FCC

1. Récepteur

Les architectures de réseaux de capteurs reposent souvent, au moins partiellement, sur une topologie de type « *Many-to-One* » dans laquelle plusieurs émetteurs (les capteurs) envoient leurs données à un seul récepteur (puits, ou coordinateur). Ce dernier doit donc être capable d'identifier la provenance de chaque information reçue.

Dans l'architecture proposée, le cœur du récepteur est constitué d'un bloc DWPT dont les deux missions sont la détection de l'information envoyée et l'identification de l'émetteur. Le fonctionnement du récepteur change suivant le mode d'utilisation. En ce qui concerne le mode parallèle, le récepteur a pour objectif de reconstituer l'ensemble des données envoyées à l'émission, c'est-à-dire l'ensemble des entrées activées simultanément. Quant au récepteur pour le mode série, il consiste dans un premier temps à détecter la donnée reçue mais également à identifier l'émetteur. Ce dernier point constitue un avantage intéressant de la technique proposée dans la mesure où l'identification de l'émetteur est implicite lorsque la donnée est reçue : toute donnée reçue est de fait identifiée.

1.1. Signal reçu

Le signal reçu par le récepteur, en mode multi-utilisateurs, est constitué de la somme de tous les trains d'impulsions émis par les différents émetteurs, chacun se voyant attribuer un retard propre correspondant à son chemin. Les chemins multiples ne sont pas considérés ici. La figure 105 illustre un signal reçu correspondant à 16 utilisateurs utilisant l'ondelette Daubechies 2.

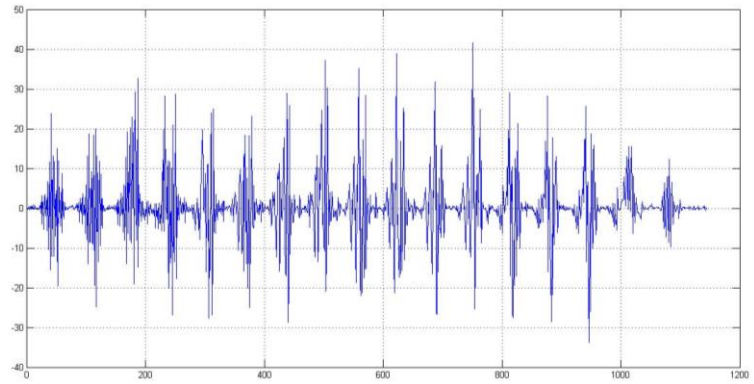


Figure 105 : Forme du signal reçue après la sommation de l'ensemble des signaux par le canal

1.2. Principe de fonctionnement

Les deux modes se comportent de la manière suivante :

- Dans le mode parallèle, ou mono-utilisateur, l'ensemble des entrées de l'IDWPT sont activées à l'émission. L'information passera par les différents blocs de la cascade de filtres (passe-haut et passe-bas) pour synthétiser une seule impulsion d'ondelettes. L'ondelette reçue par le récepteur sera ensuite analysée par le bloc de DWPT pour reconstituer l'information initiale. L'échelle d'analyse de l'émetteur et du récepteur doit naturellement être la même. Les données présentes à chaque entrée du filtre d''émission seront retrouvées sur chaque sortie correspondante du filtre de réception.
- Dans le mode série, il existe plusieurs scénarios possibles dépendants de l'application et notamment du nombre d'utilisateurs, ce qui constitue une particularité de l'architecture proposée. Lorsqu'on augmente l'échelle de la transformée en ondelette on augmente en même temps la complexité, le nombre d'utilisateurs potentiels, et la durée de l'impulsion Si nous prenons comme exemple l'échelle 4, l'émetteur est caractérisé par 16 entrées, ce qui se traduit – suivant le type d'application – par un maximum de 16 utilisateurs pouvant utiliser chacun une ondelette spécifique. Nous pouvons basculer d'un mode de fonctionnement à autre suivant la finalité de l'application.

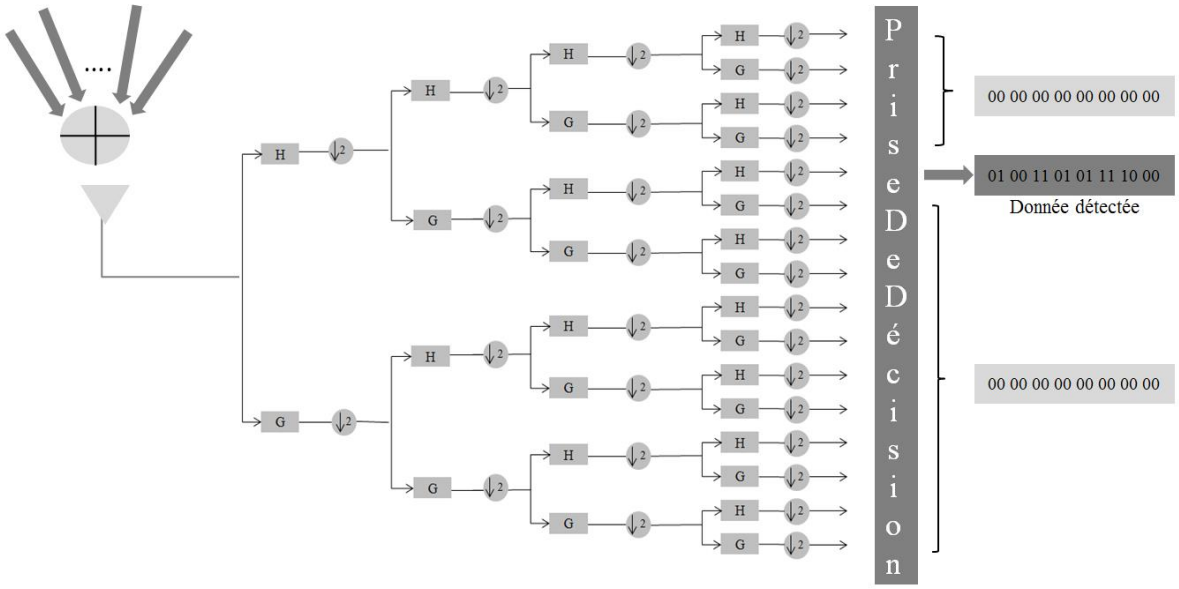


Figure 106 : Récepteur reposant sur une structure DWT à l'échelle 4 avec prise de décision

Ce modèle à 16 utilisateurs sera un exemple typique de cette proposition de par sa compatibilité forte avec la technologie ULB dédiée aux systèmes réseaux de capteurs. Sa mise en œuvre se fera via des clusters composés de 15 nœuds au maximum et d'un coordinateur ou puits. Dans ce cas, le modèle impulsionnel sera de 40 ns pour l'ondelette Daubechies 2 comme déjà montré dans la section 6.

Le tableau 6 montre les différents paramètres correspondant à l'échelle 4. Il faut rappeler que dans le cas d'une émission simultanée de l'ensemble des utilisateurs, le récepteur doit être en mesure de recevoir la somme des trains d'impulsions, de les discriminer, et de recouvrer les données. Ceci met en évidence la nécessité d'une étude de la synchronisation de l'ensemble des émetteurs dans le cas d'émissions simultanées ou non.

Tableau 6 les paramètres de l'architecture dans le cas du mode parallèle

Paramètres	Description
Topologie	Etoile
Forme d'architecture	Many-to-one
Technologie	ULB
Bande de fréquence	3.1-10.6 GHz
TX	16
RX	1
Modulation	Forme d'impulsion
Emetteur	IDWT
Récepteur	DWT
Forme d'impulsion	Ondelette, ~ 40 ns
Modes de fonctionnement	Mono and multi

1.3. Étude d'implantation du DWT à la réception

L'approximation est définie ainsi :

$$a_n^j = <f, \phi_{i,n}>$$
$$= <a_n^{j-1}, \phi_{i,n}>$$
$$= <a_n^{j-1}, \sum_n h_n \phi_{j-1,m+2k}>$$

Posons : m=2n+k

Alors :

$$a_n^j = \sum_n h_{m-2n} <a_n^{j-1}, \phi_{j-1,m}>$$

Pour : $\bar{h}(n) = h(-n)$

Donc :

$$a_n^j = \sum_m \bar{h}_{2n-m} <a_n^{j-1}, \phi_{j-1,m}>$$
$$= \sum_m \bar{h}_{2n-m}\, a_n^{j-1}$$

Le détail est défini ainsi :

$$d_n^j = <f, \psi_{i,n}>$$
$$= <a_n^{j-1}, \psi_{i,n}>$$

$$= \langle a_n^{j-1}, \sum_n G_n \phi_{j-1,m+2k} \rangle$$

Posons : m=2n+k

Alors :

$$d_n^j = \sum_n g_{m-2n} \langle a_n^{j-1}, \phi_{j-1,m} \rangle$$

Pour : $\bar{g}(n) = g(-n)$

Donc :

$$d_n^j = \sum_m \bar{g}_{2n-m} \langle a_n^{j-1}, \phi_{j-1,m} \rangle$$
$$= \sum_m \bar{g}_{2n-m}\, a_n^{j-1}$$

Ce qui implique que :

$$\text{DWT}\,(a_n^{j-1}) = \sum_m \bar{h}_{2n-m}\, a_n^{j-1}\,, \sum_m \bar{g}_{2n-m}\, a_n^{j-1}$$

Conclusion

En ce qui concerne la chaine de transmission nous pouvons conclure :

$$\text{DWT}\,(\text{IDWT}(a_j X\,, d_j X)) = \text{DWT}(\sum_k a_n^j\, h_{n-2k} + \sum_k d_n^j\, g_{n-2k}) = \text{DWT}\,(a_n^{j-1})$$
$$= \sum_m \bar{h}_{2n-m}\, a_n^{j-1}\,, \sum_m \bar{g}_{2n-m}\, a_n^{j-1} \quad = a_j X\,, d_j X$$

1.4. Signal de sortie

Après la fusion des données opérée par le canal, le récepteur doit assurer la détection de l'information émise par l'ensemble des nœuds à l'émission, quel que soit le mode de fonctionnement, série ou parallèle. L'étape de prise de décision constitue un élément important de la chaîne de traitement. À l'issue de cette prise de décision, nous pouvons comparer les données en entrée des émetteurs avec celles en sortie du récepteur, et évaluer la qualité de la chaîne de transmission. Les figures 107 à 111 illustrent les données binaires transmises par les différents utilisateurs et les trains d'impulsions correspondants. Il s'agit ici, du mode série avec des blocs IDWT à l'échelle 3. Les trains d'impulsions correspondent à une simple modulation OOK des données binaires, et chaque émetteur est identifié par une forme d'impulsion qui lui est propre.

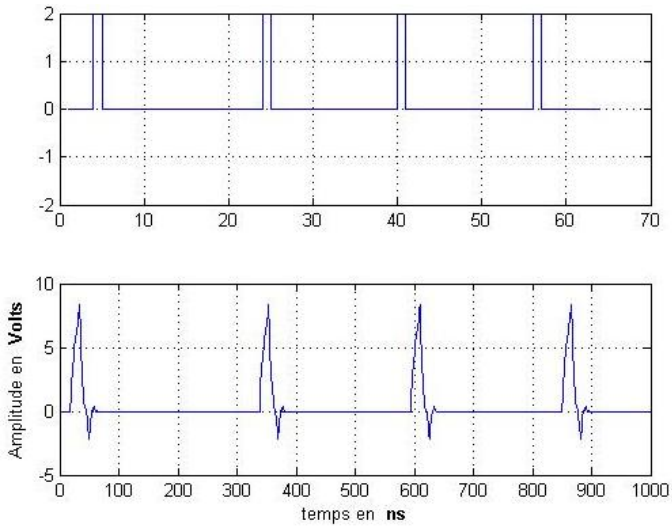


Figure 107 : Donnée et train d'impulsion correspondant à l'échelle 4 utilisateur 1

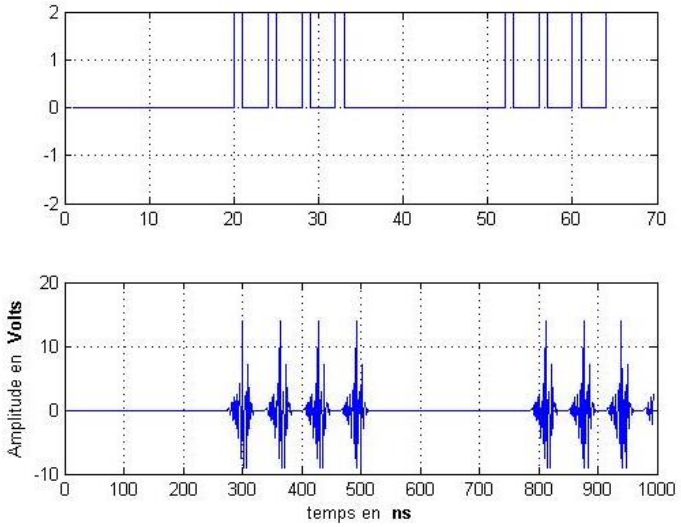


Figure 108 : Donnée et train d'impulsion correspondant à l'échelle 4 utilisateur 6

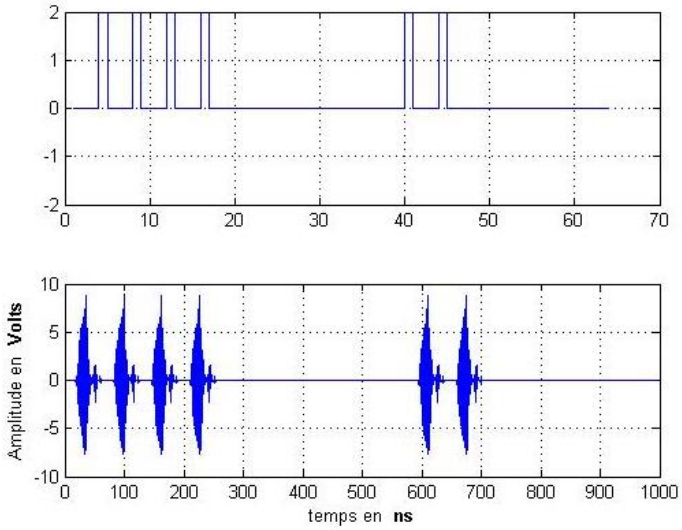


Figure 109 : Donnée et train d'impulsion correspondant à l'échelle 4 utilisateur 9

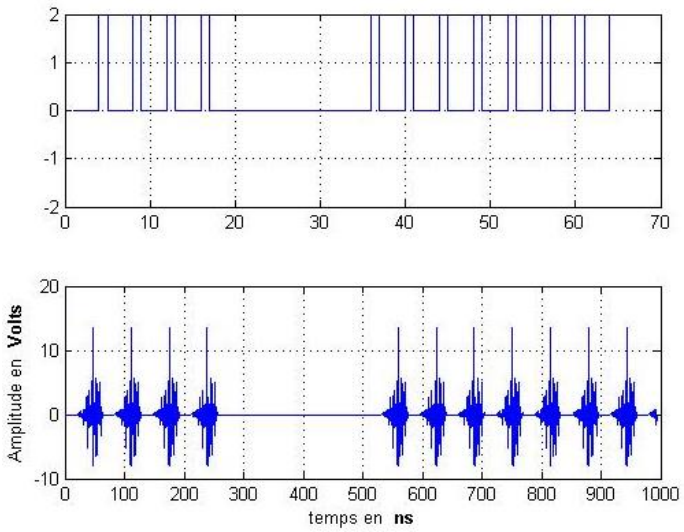


Figure 110 : Donnée et train d'impulsion correspondant à l'échelle 4 utilisateur 12

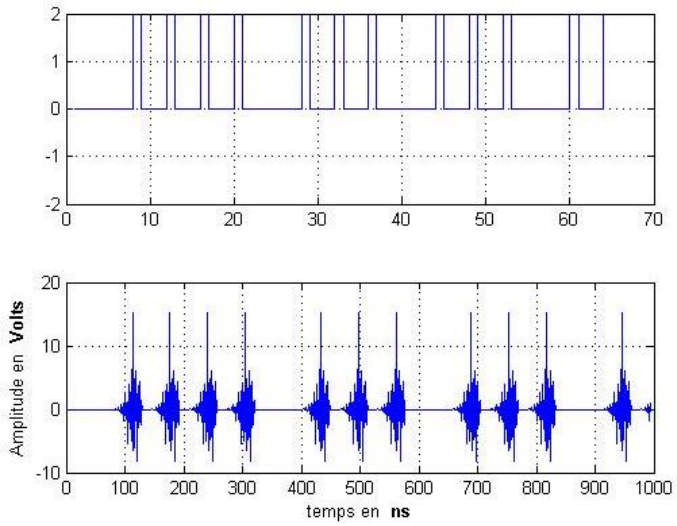


Figure 111 : donnée et train d'impulsion correspondant à l'échelle 4 utilisateur 16

L'ensemble des signaux générés par les utilisateurs sont additionnés par le canal pour former le signal reçu par le récepteur. À l'issue de la DWT, le signal reçu analysé, c'est-à-dire décomposé par le bloc DWT, ne fournit pas directement un signal utilisable : il faut obligatoirement effectuer une prise de décision pour valider ou non la détection d'une donnée binaire.

Dans les figures 112 à 116, nous pouvons remarquer que le signal reçu et décomposé par le bloc DWT présente des pics dont les plus importants en termes d'amplitude correspondent aux données envoyées. La prise de décision consiste donc à déterminer un seuil au-delà duquel le signal prend la valeur binaire « 1 », et « 0 » en-deçà. La figure 117 présente les données recouvrées par la DWT, sans prise de décision, et la figure 118 présente les données seuillées : la comparaison avec les données de la figure 116 montre la qualité de la reconstruction des différents flux binaires.

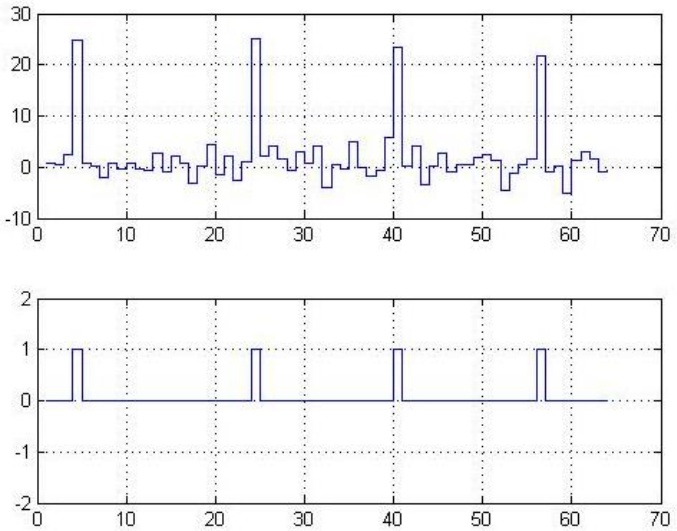


Figure 112 : Le signal reçu utilisateur 1 en haut sans prise de décision et en bas avec prise de décision

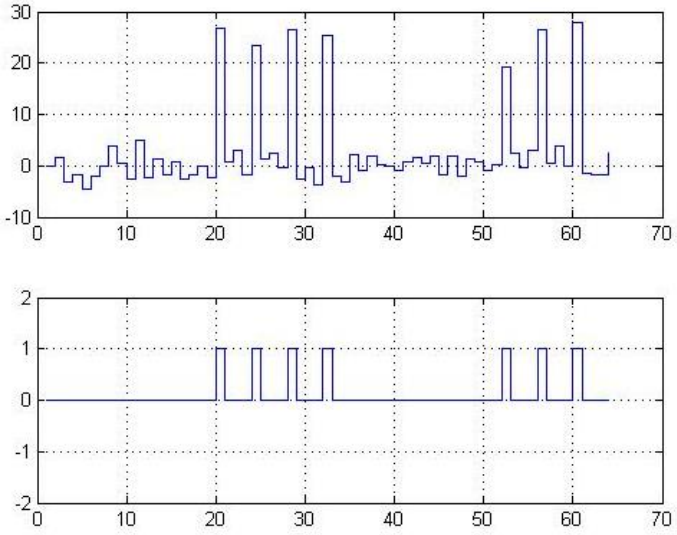


Figure 113 : Le signal reçu utilisateur 6 en haut sans prise de décision et en bas avec prise de décision

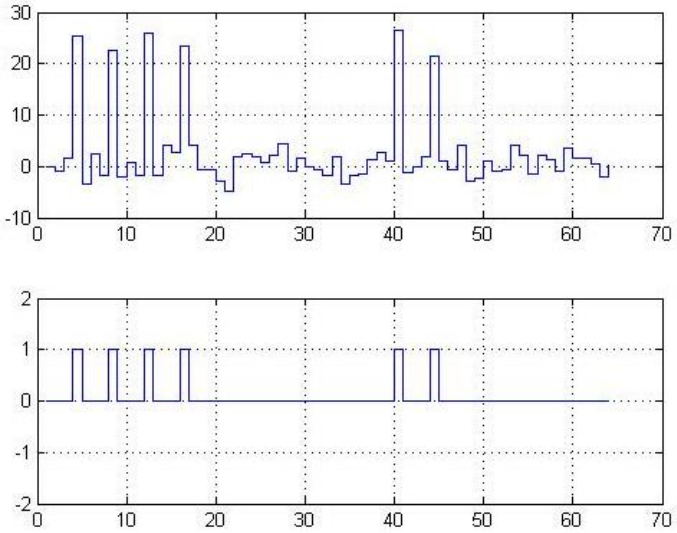


Figure 114 : Le signal reçu utilisateur 9 en haut sans prise de décision et en bas avec prise de décision

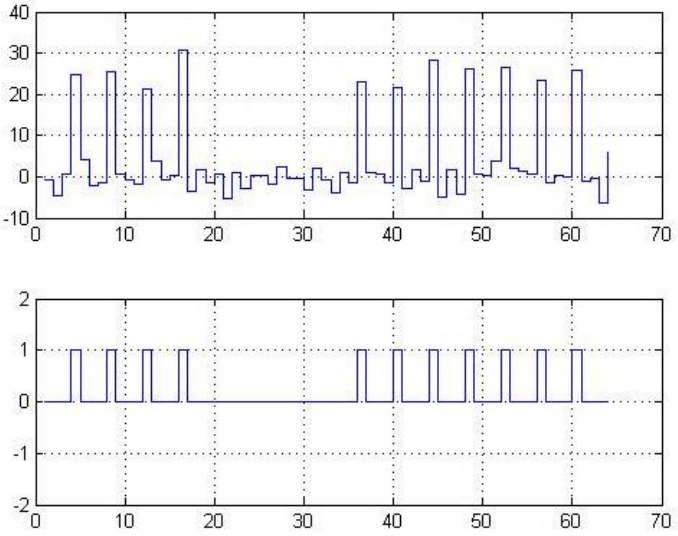


Figure 115 : le signal reçu utilisateur 12 en haut sans prise de décision et en bas avec prise de décision

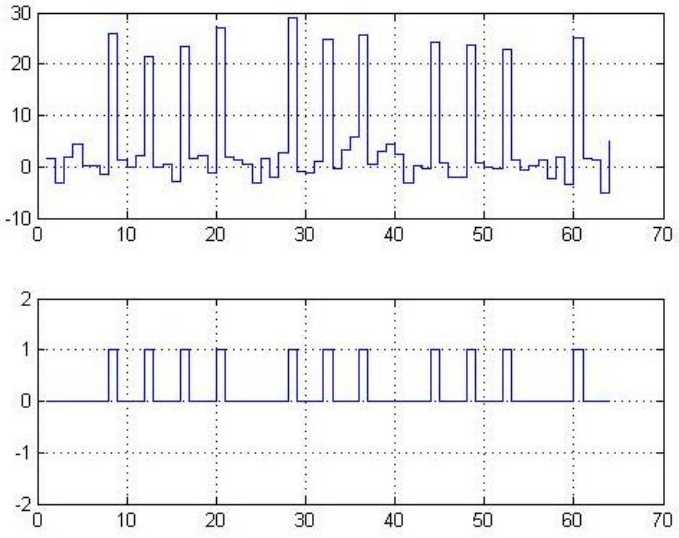


Figure 116 : Le signal reçu utilisateur 16 en haut sans prise de décision et en bas avec prise de décision

VIII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté notre contribution essentielle qui vise à proposer une nouvelle forme de communication numérique dédiée aux réseaux de capteurs. Le point fort de cette proposition consiste à assurer le traitement impulsionnel en utilisant la transformée en ondelettes pour la technologie ULB-RI.

Plusieurs cas d'études ont été présentés dans ce chapitre. La forme des impulsions utilisées doit répondre aux normes en vigueur et sa compatibilité vérifiée avec les masques FCC.

Nous avons montré que les contraintes liées aux couches basses – modulation et accès au canal – peuvent fortement bénéficier de l'utilisation de la transformée en ondelettes discrète inverse à l'émission et de la transformée directe à la réception. Cet outil offre différents avantages tels que la possibilité de générer plusieurs impulsions toutes orthogonales, et permet donc d'alléger la couche de contrôle d'accès au medium, souvent complexe dans les réseaux de capteurs pour pallier les inconvénients liés aux modulations bande étroite souvent mises en œuvre.

Les modes de fonctionnement proposés – série et parallèle – montrent la souplesse de l'architecture et sa compatibilité avec une utilisation multi-utilisateur typique des réseaux de capteurs (réseaux de type *many-to-one*).

Quant à la réception, la transformée en ondelettes discrète joue un rôle très important en permettant d'analyser le signal reçu et d'être capable d'identifier l'émetteur de l'information par une simple opération de lecture.

La technique proposée permet dans un contexte particulier, typiquement un *cluster* constitué d'un coordinateur relié à *n* nœuds en étoile, de s'affranchir de toute notion d'adressage (identification implicite de l'émetteur), de permettre naturellement la diffusion d'informations (émission par le coordinateur vers tous les nœuds simultanément), tout en bénéficiant des avantages intrinsèques des techniques impulsionnelles (gestion des chemins multiples facilitée, possibilité de localisation).

Conclusion générale et perspectives

Nous avons proposé dans ce travail de recherche une nouvelle forme de communication dédiée aux systèmes communicants plus particulièrement aux réseaux de capteurs. Il s'agit d'une gestion de communication entre capteurs qui appartiennent à un même *cluster*, notamment dans le cadre d'une topologie en étoile. L'objectif applicatif concerne le déploiement de réseaux de capteurs biomédicaux (BAN) reposant sur les communications intracorporelles (IBC) pour transporter les informations. Le contexte applicatif de ce travail fait l'objet du premier chapitre.

Dans ce contexte, nous avons présenté deux démarches qui nous semblent adaptées à ce type de communication en permettant de choisir un mode de fonctionnement dépendant du besoin : un mode multi-utilisateurs permettant les communications simultanées rendues possibles par un choix judicieux de techniques de traitement du signal et qui soulage le protocole d'accès au médium, ou un mode mono-utilisateur permettant de bénéficier de l'intégralité de la bande passante disponible pour transmettre à haut-débit.

Notre choix technique repose sur l'utilisation d'une impulsion comme porteuse de l'information, afin de bénéficier des avantages inhérents aux communications impulsionnelles : d'une part profiter de la nature ultra-large bande (ULB) qui rend le système performant face aux phénomène d'évanouissement sélectif en fréquence, d'autre part de pouvoir exploiter la nature impulsionnelle (ULB-RI) pour adresser les phénomènes temporels liés à ce type de communications (chemins multiples, localisation). En effet, la nature des communications intracorporelles les rapproche des problématiques traditionnelles des réseaux de capteurs en environnement résidentiels, où les phénomènes liés au nombre de trajets empruntés par le signal sont prépondérants. Ainsi, bien que développées dans un contexte applicatif très spécifique, les propositions faites dans le cadre de ce travail peuvent trouver de nombreuses autres applications.

Cependant, au delà des études nécessaires à la caractérisation et à la modélisation du canal, l'objectif principal de notre travail concerne les architectures de couches basses du système de transmission. Toutes les simulations sont donc effectuées en considérant un canal gaussien, afin de valider le principe de la solution retenue. Les études menées nous ont amené à proposer deux architectures distinctes répondant à cette même problématique : la première, qui a fait l'objet du chapitre 4, repose sur l'emploi d'impulsions orthogonales d'Hermite, pour lesquels nous avons proposé une architecture d'émetteur-récepteur. Le choix d'impulsions d'Hermite, développé au long de ce chapitre, est guidé par l'orthogonalité entre les différentes formes d'impulsions générées, ce qui favorise la transmission simultanée en réduisant les risques d'interférences entre symboles. Le principal inconvénient rencontré avec cette technique tient dans une mise en œuvre délicate conduisant à un système complexe tant pour l'émission (génération des impulsions) que pour la réception (corrélation). La complexité de l'architecture proposée se traduit par un coût architectural et une consommation importants.

Néanmoins, l'orthogonalité des impulsions constitue un avantage indéniable pour simplifier la transmission dans un environnement bruité et multi-utilisateurs. En conservant cet objectif de génération d'impulsions nombreuses et orthogonales, nous avons exploré la voie de la transformée en ondelettes et proposé une architecture reposant sur une transformée en paquets d'ondelettes inverse à l'émission (synthèse des impulsions), et sur la transformée directe à la réception (analyse des impulsions). Ces aspects ont fait l'objet du chapitre 5 pour l'étude de transformée en ondelettes et son utilisation dans le cadre de ce travail, et du chapitre 6 pour l'évaluation de l'architecture proposée.

L'utilisation de la transformée en ondelette nous permet de profiter de la multitude d'impulsions générés permettant d'assurer les deux modes de fonctionnement évoqués : d'une part un mode

« mono-utilisateur » haut-débit reposant pour la mise en réseau et l'accès au canal sur les protocoles traditionnels de couche MAC présentés au chapitre 2, et d'autre part un mode « multi-utilisateurs » qui permet de réduire de manière drastique la complexité du contrôle de l'accès au canal, permettant d'envisager une fusion des couches MAC et PHY, dans le but d'optimiser l'architecture réseau.

Les deux modes d'utilisation proposés soulèvent plusieurs questions. Dans un premier temps l'aspect multi-utilisateurs nécessite une politique de partage du canal. Les réseaux de capteurs traditionnels reposent soit sur un partage temporel fixe (TDMA) ou avec contention (CSMA), soit sur un partage de la bande passante par code (CDMA). Nous proposons également un partage des bandes de fréquences, solution souvent retenue dans les systèmes de télécommunication. L'inconvénient de cette répartition des bandes de fréquences est qu'elle rend le système sensible aux affaiblissements sélectifs en fréquence, ce qui nécessite d'envisager pour de futurs travaux des solutions d'attribution pseudo-aléatoire des bandes. En second lieu, le mode « mono-utilisateur » permet d'attribuer l'intégralité de la capacité du canal de transmission à un seul émetteur. L'avantage de l'architecture proposée repose dans la simplicité avec laquelle les nœuds peuvent passer d'un mode à l'autre. Naturellement, dans un contexte de réseaux de capteurs, ce mode de fonctionnement nécessite de revenir sur des techniques de partage temporel du canal, afin de permettre les communications en réseau. Ce point doit également faire l'objet de futurs travaux permettant d'en mesurer la pertinence par l'évaluation du gain (débit) relativement aux inconvénients (couche MAC évoluée).

Ainsi, nous avons pu mesurer dans ce travail de recherche la pertinence d'une architecture pour les transmissions ultra-large bande par radio impulsionnelle reposant sur une multitude d'impulsions orthogonales, et offrant comme avantage de simplifier l'accès au canal (mode multi-utilisateurs) ou de permettre une augmentation importante du débit (mode mono-utilisateur). L'architecture repose sur un filtre de synthèse à l'émission, et sur un filtre d'analyse à la réception : le choix de la famille d'impulsions d'ondelettes est réalisé par le choix des coefficients des filtres, et le choix de l'impulsion souhaitée au sein d'une même famille est réalisé simplement par l'activation des entrées du filtre correspondantes. Le choix d'une technique de transmission impulsionnelle rend le système compatible avec les transmissions intracorporelles. Les résultats des simulations effectuées présentés dans le chapitre 6, bien qu'effectuées sur un modèle de canal gaussien, sont encourageants et montrent le bien-fondé de cette étude.

Néanmoins, ces résultats prometteurs appellent d'autres études.

En premier lieu, les interactions ondes-tissus doivent être minimales et rigoureusement évaluées afin de garantir l'innocuité du système. Compte tenu de l'application envisagée, une modélisation précise du canal IBC dans un contexte ultra-large bande est indispensable afin de dimensionner au mieux les impulsions. Notamment, les évanouissements et affaiblissements sélectifs en fréquence doivent être parfaitement caractérisés. Un modèle des chemins de propagation permettant de prédire le nombre et la nature des chemins multiples doit être établi. Pour gérer ces chemins, un récepteur de type Rake peut être combiné à l'architecture développée pour augmenter la capacité de reconnaissance du système en récupérant l'essentiel de l'énergie du signal.

La gestion de l'accès au canal doit également être étudiée de manière plus poussée de façon à proposer un protocole MAC capable de gérer les modes de fonctionnement mono et multi-utilisateurs, et de limiter les traitements entre couche (*cross-layer*) lorsque c'est possible. Parmi les aspects qu'il reste notamment à étudier, des mécanismes d'attribution des bandes de fréquences par codes pseudo-aléatoires combinés à des codes correcteurs sont tout naturellement envisagés, de façon à réduire les pertes de données dues aux évanouissements. Dans la terminologie utilisée dans ce travail, cela revient à attribuer des formes d'impulsions de manière dynamique aux différents nœuds du réseau. Naturellement, cette solution nécessite une très bonne synchronisation entre les dispositifs.

L'étude de l'influence des données fournies aux filtres de synthèse est également une perspective de ce travail. Toute en conservant l'orthogonalité entre les différentes impulsions, le fait d'agir sur la valeur des données doit permettre d'ajuster la forme de l'impulsion, et donc son spectre, de manière à exploiter au mieux les gabarits définis dans les différentes normes ultra-large bande.

Références bibliographiques

[ABD12] O. Abedi, M. C. E. Yagoub " Performance Comparison of UWB Pulse Modulation Schemes under White Gaussian Noise Channel ", *International Journal of Microwave Science and Technology, Vol. 2012, Article ID 590153.*

[ABH13] D. Abhilash, A.Sankar, S. Janakiraman, G. Ravi Kiran, R.Kaur Sudan, V. Mekaladevi, "Compressive Sensing for Pulse Position Modulated UWB Signal" *Mobile Communication and Power Engineering Communications in Computer and Information Science, Vol. 296, pp 115-121, 2013.*

[AKY02] I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, E. Cayirci, "Wireless sensors networks: a survey", *computer networks 38, 393-422, ELSEIVER 2002.*

[ALK12] A.Abed, A.Alkhatib, A.S.Baicher, "MAC Layer overview for wireless sensor networks" *International Conference on Computer Networks and Communication Systems IPCSIT vol.35 IACSIT Press, Singapore 2012.*

[ALI06] M.Ali, U.Saif, A.Dunkels, T.Voigt, K.Romer, K.Langendoen, J.Polastre, Z.A.Uzmi, "Medium Access control issues in sensor networks", *ACM SIGCOMM Compute communication review, volume 36, Number 2, april 2006.*

[AME08] M.A.Ameen, A.Nessa, K.S.Kwak, " QoS issues with focus on wireless body Area Networks", *International Conference on Convergence and Hybrid Information Technology, 978-0-7695-3407-7, Busan, South Korea 2008.*

[ASM13] A.K.El asmari, " Discrete wavelet transforms – A compendium of new approaches and recent applications", *Intech DTP team ISBN : 978-953-51-0940-2, 2013.*

[ARI09] D.D.Arianandа, M.K.Lakshmanan, H.Nikookar," An investigation of wavelet packet transform for spectrum estimation", *International Symposium on Wireless Personal Multimedia communications, sendai, japan 2009.*

[BEN13] A.Benfarah, « sécurisation d'un lien radio UWB-IR », *thèse de doctorat de l'institut national des sciences appliquées de lyon, 2013.*

[BEY09] K.Beydoun, « conception d'un protocole de routage hiérarchique pour les réseaux de capteurs », *thèse de doctorat de l'université de Franche-comte, 2009.*

[BIS09] R.Bischoff, J.Meyer, G.Feltrin, " Wireless sensors networks platforms", *Encyclopedia of Structural Health Monitoring. Edited by Christian Boller, Fu-Kuo Chang and Yozo Fujino, John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-05822-0, 2009.*

[BOU07] N.Boudrioua, « étude et optimisation d'une chaine de transmission numérique sur fibre optique : vers une compensation électronique de la PMD », *Université Paul Verlaine de Metz, 2007.*

[BUD08] I.Budiarjo, M.K.Lakshmanan, H.Nikookar, « Cognitive Radio dynamic access techniques », *Wireless Personnel Communication, volume 45 issue 3 pp: 293-324 , springer 2008.*

[CHA09] G.Chalhoub, « MaCARI : une méthode d'accès déterministe et économe en énergie pour les réseaux de capteurs sans fil », *thèse de doctorat de l'université Blaise Pascal 2009.*

[CHO07] N.Cho, J.Yoo, S.J.Song, J.Lee, S.Jeon, H.J.Yoo, "The human body characteristics as a signal transmission medium for intrabody communication", *IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.55, No.5* pp. 1080–1086, *MAY 2007.*

[CHA07] T.Chao, « UWB impulse radio coding strategy », *rapport de master de l'université de Oslo, 2007.*

[CHE14] S.Chen, H.Zhao, S.Zhang, Y.Yang, "Study of ultra-wideband fuze signal processing method based on wavelet transform", *IET Radar Sonar Navig., Vol. 8, Issue 3, pp. 167–172, 2014.*

[COR10] P.Corke, T.Wark, R.Jurdak, W.Hu, P.Valencia, D.Moore, "Environmental Wireless Sensor Networks", *vol. 98, No. 11, November 2010, proceeding of the IEE invited paper.*

[CIO07] s.Ciolino, M.Ghavami, H.Aghvami "wavelet-based ultra wideband pulse generator circuits", *IET commun, 2008, Vol. 2 , No 5, pp. 642-649.*

[DAM03] T.van Dam, K.Langendoen, "An adaptive Energy-Efficient MAC protocol for wireless sensor networks", *SenSys'03, November 5-7, 2003, Los Angeles, California, USA.*

[DEL06] A.L.Deleuze, « Contributions à l'étude des systèmes ultra large bande par impulsions », *thèse de doctorat de TELECOM paris, 2006.*

[DE04] S.De, C.Qiao, A.Pados, M.Chatterjee, S.J.Philip, "An integrated cross-layer study of wireless CDMA sensor networks", *IEEE journal on selected areas in communications, vol.22.No.7, September 2004.*

[DSN86] Semiannual technical summary report of the defense advanced research projects agency, Distributed sensor networks, *Massachusetts institute of technology Lincoln laboratory, issued 14 May 1987.*

[DIOU02] C.DIOU, « Contribution à l'intégration sur silicium de la transformée en ondelettes ». *Thèse de doctorat, Université de Montpellier II, 2002.*

[DU07] S.Du, A.K.Saha, D.B.Johson, "RMAC : A routing-enhanced duty-cycle MAC Protocol for wireless sensor networks", *IEEE INFOCOM, 6-12 May, Anchorage, Alaska, USA, 2007.*

[DUB08] S.Dubouloz, « Développement d'architecture avancées pour communications ultra large bande (UWB) dans des applications bas débit », *thèse de doctorat de TELECOM ParisTech, 2008.*

[EKI06] A.Ekici, Y.Gu, D.Bozdag, "Mobility-based communication in Wireless sensor Networks", *IEEE Communications Magazine, 0163-06804/06, july 2006.*

[FUJ07] K.Fujii, M. Takahashi, K. Ito, "Electric field distributions of wearable devices using the human body as a transmission channel", *IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 7, pp. 2080–2087, Jul. 2007.*

[GAO11] R.W.Gao, R.Yan, "Wavelets theory and applications for manufacturing", *Springer, 2011, ISBN : 978-1-4419-1544-3.*

[GHA02] M.Ghavami, L.B.Micheal, S.Haruyama, R.Kohno, " A novel UWB pulse Shape modulation system", *Wireless Personal communications, volume 23 Issue 1, pp 105-120, October 2002.*

[GAO11] R.W.Gao, R.Yan,"Wavelets theory and applications for manufacturing", *springer, 2011, ISBN : 978-1-4419-1544-3.*

[GAU06a] M.Gauteir, « algorithms et architectures de récepteurs pour les systémes multiporteuse par paquet d'ondelette », *thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de grenoble 2006.*

[GAU07] M.Gautier, « J.Lienard, Application de la modulation multiporteuse par paquets d'ondelettes aux tramission sans fils », *ANN TELECOMMUN, 62, n°7-8,2007.*

[GAU06b] M.Gautier, J.Lienard, "Performances of complex wavelet packet based multicarrier transmission through double dispersive channel", *IEEE Nordic Signal Processing Symposium (NORSIG 06), Iceland, 7-9 june 2006.*

[GHA02] M.Ghavami, L.B. Michael, S.Haruyama, R.Kohno, "A novel UWB pulse shape modulation system", *wireless personal communications 23: pp 105-120, springer 2002.*

[GOR08a] A.C.Gordillo, R.Kohno, "Design of spectrally efficient Hermite pulses for PSM UWB Communications", *IEICE Trans, fundamentals, vol.E91-A, No.8 august 2008.*

[GOM11b] J.Gomes, B.K. Mishra, "Orthogonal Hermite pulses for Indoor communication with UWB (S-V) Channel, international conference on computational intelligence", *Communications Systems and Networks, 23-25 July Indore, 2009.*

[GOM11a] J.Gomes, B.K.Mishra, "Image transmission using Hermite based UWB communication with simple receiver", *International journal of multimedia and ubiquitous engineering, vol 6,No. 4, October 2011.*

[GOR07] A.C.Gordillo, R.Kohno, "Frequency domain processing techniques for pulse shape modulated ultra wideband systems", *journal of communications and networks, vol : 4, NO : 9, December 2007.*

[GOR08b] A.C.Gordillo, R.Kohno, "Cyclic prefix signaling for pulse shape modulation UWB RAKE Receivers", *IEICE Trans, fundamentals, vol.E91-A, NO.11 November 2008.*

[GUT06] J.A.Gutiérrez, D.B.Durocher, B.Lu, R.G.Harley, T.G.Habelter, "Applying Wireless Sensor Networks in industrial Plant Energy Evaluation and Planning Systems", *IEEE IAS pulp and paper industry conference in appeleton, 1-4244-0281-6, 2005.*

[HU13] F.Hu, Q.Hao (edited by), "Intelligent Sensor Network: The Integration of Sensor Networks Signal Processing and Machine Learning", *Taylor & Francis group, ISBN: 978-1-4398-9282-4, 2013.*

[HAC03] K.Hachisuka, A.Nakata, T.Takeda, Y.Terauchi, K.Shiba, "Development and performance analysis of intra-body communication device", *The international conference on solid state sensors, actuators and microsystems, boston, june 8-12, 0-7803-7731-1, 2003.*

[HAC05] K. Hachisuka, Y. Terauchi, Y. Kishi, T. Hirota, K. Sasaki, H. Hosaka, and K. Ito, "Simplified circuit modeling and fabrication of intrabody communication devices," *IEEE Int. Conf. Solid-State Sens., Actuators, Microsyst., vol. 1, pp. 461–464, 2005.*

[HAM09] J.Hamon, « Oscillateurs et architectures asynchrones pour le traitement des signaux radio impulsionnelle UWB », *thèse de doctorat de l'institut polytechnique de Grenoble, 2009.*

[HUI13] W.Huiyong, W.Jingyang, H.Min, "Building a Smart Home System with WSN and Service Robot", *IEEE Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, 978-0-7695-4932-3, 2012.*

[HOI04] A.El-Hoiydi, J.D.Decotignie, "WiseMAC : An ultra Low Power MAC Protocol for multi-hop Wireless Sensor Networks", *ALGOSENSORS 2004, LNCS 3121, pp. 18-31, 2 Springer 2004.*

[HO12] C.K.Ho, T.S.P.See, M.R. Yuce, "An ultra-wideband wireless body area network : evaluation in static and dynamic channel conditions", *Sensors and Actuators A180 137-147, ELSEVIER, 2012.*

[HAL05] G.P.Halkes, T. Van Dam and K.G Langendoen, "Comparing energy-s aving MAC protocols for wireless sensor networks", *Mobile networks and applications 10, pp : 783-791, springer 2005.*

[IEEE802.5] IEEE Standard for information technology Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks specific requirements part 15.4 : Wireless ACCESS control (MAC) ans physical Layer (PHY) specifications for Low-rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANS), *published by IEEE October 2003.*

[JIA12] Y.B.Jia "orthogonal Polynomials" *IOWA State university note de cours novembre 2012.*

[KAC09] R.KACIMI, « techniques de conservation d'énergie pour les réseaux de capteurs sans fil », *thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 2009.*

[KHA12] I.M.Khalil, Y.Gadallah, M.Hayajneh, A.Khreishah, "An adaptive OFDMA-Based MAC Protocol for Underwater Acoustic Wireless sensor networks", *journal sensors 12, 8782-8805, 2012.*

[KHA09] P.Khan, M.A.Hussain, K.S.Kwak, "Medical Apllications of wireless Body Area Nteworks", *International Journal of Digital Content Technology and its Applications, volume 3, Number 3, September 2009.*

[KRI08] F.Krief, « les systèmes embarqués communicants mobilité, sécurité, autonomie », *Lavoisier, 2008, ISBN 978-2-7462-1873-4.*

[LAK11] M.K.LAKSHMANAN « reconfigurable and adaptive wireless communication systems based on wavelet packet modulators », *thèse de doctorat de l'université Delft 2011.*

[LAK10] M.K.Lakshmanan, H.Nokookar, "Construction of optimum wavelet packets for multi-carrier based spectrum pooling systems", *wireless personal communication 54, pp:95-121, springer 2010.*

[LAK06] M.K.Lakshmanan, H.Nokookar, "A review of wavelets for digital wireless communication", *Wireless personal communications, 37(3-, 4), pp : 387-420 springer 2006.*

[LAM09] T.P.Lambrou, C.G.Panayiotou, "A survey on routing Techniques supporting mobility in sensor networks", *International Conference on mobile ad-hoc and sensor networks IEEE, 978-0-7695-3935-5/09, china 2009.*

[LEW04] F.L.LEWIS, "Wireless sensors networks, To appear in Smart Environments: Technologies, Protocols and Applications", *ed. D.J. Cook and S.K. Das, John Wiley, 9780471544487 New York, 2004.*

[LIM12] T.H.Lim, H.K.Lau, J.Timmis, I.Bate, "Immune-Inspired Self Healing in Wireless Sensor Networks", *ICARIS LNCS 7597 pp. 42-56, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012.*

[LIU11] J.Liu, W.Noonpakdee, S.Shimamoto, "Design and performance evaluation of OFDM based wireless services employing radio over optical wireless link", *International journal of wireless & mobile networks (IJWMN) vol.3, No.5, October 2011.*

[MAL89] S.Mallat, "a theory for multiresolution signal decomposition : the wavelet representation", *IEEE transactions on pattern analysis and machine intelligence, 11(7) pp : 674-693, juillet 1989.*

[MA09] J.Ma, W.Lou, Y.Wu, X.Y Li, G.Chen, "Energy efficient TDMA sleep scheduling in wireless sensor networks", *IEEE INFOCOM 978-1-4244-3513-5, Brazil 2009.*

[MA10] Y.W.Ma, J.L.Chen, Y.M.Huang, M.Y.Lee, "An Efficient Management System for Wireless Sensor Networks", *Jounal Sensors 10, 11400-11413; doi : 10.3390/s101211400, 2010.*

[MAR08] D.Martins, H.Guynnet, « Etat de l'art sécurité dans les réseaux de capteurs sans fil », *Submitted to SAR-SSI 2008.*

[MAS08] G.Mastroianni, G.V Milovanovic "Orthogonal polynomials and weighted polynomial approximation", *Interpolation processes Springer Monographs in Mathematics 2008, pp 75-192.*

[MICH02] L.B.Micheal, M.Ghavami, R.Kohno, "multiple pulse generator ultra-wideband communication using Hermite polynomial based orthogonal pulses", *IEEE conference on Ultra wideband systems and technologies, 0-7803-7496-7, USA 2002.*

[MER10] C.J.Merlin, W.B.Heinzelman, "Duty Cycle Control for Low-Power-Listening MAC Protocols", *IEEE Transactions Mobile Computing vol 9, issue 11, 1536-1233, 2010.*

[MIS10] B.Miscopein, systémes «UWB impulsionnels non cohérents pour les réseaux de capteurs coexistence et coopération », *thèse de doctorat de l'institut national des sciences appliquées de Lyon, 2010.*

[MEB12] S.MEBALEY EKOME, « étude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN », *thèse de doctorat de l'université Paris EST, 2012.*

[MOH13] J.Mohana, V.Thulasibai, "biometric monitoring system for multi sensor multi-modal node architecture", *IJCAES, volume III, special issue august 2013.*

[MIL07] K.L.MILLS, "A brief survey of self organization in wireless sensor networks", *Wireless communications and mobile computing, Comput 7, pp:823-834, 2007.*

[MUK14] S.Mukherejee, G.P.Biswas, "Design of hybrid MAC protocol for wirless sensor network, Recent advances in information technology", *Advances in intelligent systems and computing 266, 10.1007/978-81-322-1856-2, springer india 2014.*

[NAR11] B.Narain, A.Sharma, S.Kumar and V.Patle, "Energy efficient MAC protocols for wirless sensor networks : A survey", *International journal of computer science & engineering survey, vol.2, No.3, august 2011.*

[NIE11] Z.D.Nie, T.F.Leng, W.C.Wang, F.Guan, L.Wang, "Experiment characterization of human body communication in Shield chamber", *Bulletin of advanced technology research, vol. 5 N°.7, jul 2011.*

[OUE08] M.Ouertani, H.Xu, H.Besbes, L.Yang, A.Bouallégue, "Orthogonal bi-pulse UWB : Timing and (de) modulation", *physical communication 1874-4907/ Elseveir 2008.*

[PEN07] M.L.S.Penaloza, M.Villegas, G.Baudoin, "Non-uniform band-pass filter bank for an UWB MB-OOK Tranceiver architecture", *International Conference on wireless and mobile communications, 4-9 March, Guadelope, 2007.*

[PUN12] S.H.Pun, Y.M.Gaao, H.C.Ho, K.W.Che, H.Kin Leong, Kuok Hong Wu, Mang I.Vai, Min Du, "galvanic intrabody communication for affective acquiring and computing", *IEEE Transactions on affective computing, VOL.3, NO.2, april-june 2012.*

[PRI58] R.Price, P.E.Green, "A communication technique for multipath channels", *Proceedings of the IRE, 1958.*

[RAJ03] V.Rajendran, K.Obraczka, J.J.Garcia-luna-aceves, "energy-efficient, collision-free medium access control for wireless sensor networks", *sensys03, November 5-7, Los Angeles, California, USA, 2003.*

[RHE06] I.Rhee, A.Warrier, J.Min, L.X.DRAND, "distributed Randomized TDMA scheduling for wireless ad-hoc networks" , *MobiHoc conference, May 22-25, Florence Italy, 2006.*

[RHE08] I.Rhee, Warrier A, Aia M, Jeongki Min, Sichitiu M L," Z-MAC : A hybrid MAC for wireless sensor network", *IEEE transactions on Networking vol 16, issue 3 1063-6692, 2008.*

[RUI05] Linnyer B.Ruiz, M.Braga, Fabricio A.Silva, Helen P.Assuncao, José Marcos S. Nogueira, Antonio A.F.Loureiro, "On the Design of a self-Managed Wireless Sensor Network", *IEEE Communications Magazine, 0163-6804/05, July 2005.*

[SAA08] Clément SAAD, « quelques contributions dans les réseaux de capteurs sans fil : localisation et routage », *Thèse de doctorat de l'université d'avignon, 2008.*

[SAK09] L.Sakkila, c.Tatkeu, Y.El hillali, A.Revenq "short range radar based on UWB technology", *edited by : Guy Kouemou, 978-953-307-029-2, pp 410 December 2009.*

[SAM08] Ludovic SAMPER « modélisations et analyses des réseaux de capteurs », *thèse de doctorat de l'institut national polythechnique de grenoble, 2008.*

[SAL87] A. A. M Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 5, pp. 128-137, Feb. 1987.*

[SCH97] R. A. Scholtz and M. Z. Win, "Impulse Radio," *Personal Indoor Mobile Radio Conference (PIMRC), Helsinky, Finland, September 1997, pp. 245–267.*

[SCH93] R.A.Scholtz, "multiple access with time-hopping impulse modulation", *invited paper, MILCO'93, October 11-14, 1993.*

[SCH05] R.A.Scholtz, D.M.Pozar, W.Namgoong, "ultra-wideband radio", *EURASIP Journal on applied signal processing 2005:3, 252-272.*

[SHE11] J.Shen and Al " orthogonal polynomial and related approximation results spectral methods : algorithms, analysis and applications" *Springer Series in computational mathematics 41, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2011.*

[SOH07] K.Sohraby, D.Minoli, T.Znati, "Wireless sensors networks, technology, protocols and applications", *Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, ISBN 978-0-471-74300-2, 2007.*

[TAB13] M. Tabaa, C. Diou, M. El Aroussi, B. Chouri, A. Dandache, "LOS and NLOS identification based on UWB stable distribution", *IEEE International Conference on Microelectronics, Beyrouth, Lebanon, Dec. 15-18, 2013, 10.1109/ICM.2013.6734961.*

[TAB14] M.Tabaa, C.Diou, R.Saadane, A.Dandache, "LOS/NLOS identification based on stable distribution feature extraction and SVM classifier for UWB On-body communications", *ANR-2014, procedia computer science, volume 32, 2014, pages 882-887.*

[TAV06] B.Tavli, W.Heinzelman, "Mobile ad-hoc networks", *ISBN : 978-1-4020-4632-2, Springer 2006.*

[WEG07] M.S.Wegmueller, A.Kuhn, J.Froehlich, M.Oberle, N.Felber, N.Kuster, W. Fichtner, "An attempt to model the human body as a communication channel," *IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 54, no. 10, pp. 1851–1857, Oct. 2007.*

[WON05] J.M.Wong, Jan Goethals, Bozidar Stojadinovic, "Wireless sensor seismic response monitoring system implemented on top of NEESgris, Health Monitoring and Smart Nondestructuve Evaluation of structural and Biological Systems IV", *edited by Tribikram Kundu, Proc of SPIE vol.5768, 10.1117/12.599860, 2005.*

[WAN01] D.Wang, Q.Zhang, J.Liu, "The self-protection Problem in Wireless Sensor Networks", *ACM Transactions on Sensor Networks, vol.2, No.3, 09, 2001.*

[WAN08] Feng Wang, C.Xu , X.D.Ji , Y.Zhang, "Performance Analysis of Time-Hopping Pulse Width Modulation for Ultra-Wideband Impulse Radio", *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM '08), Dailan, Oct. 12-14, 2008.*

[WEL99] G.Welch, G.Bishop, L.Vicci, S.Brumback, K.Keller, D.Colucci, " the HiBall Tracker : high-performance wide-area tracking for virtual augmented environments", *VRST 99 London, ACM 1-58113-141-0/99/12, 1999.*

[WIN97] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Energy capture vs. Correlator Resources in Ultra Wide Band width Wireless Communication Channel", *IEEE Military Communications Conference MILCOM'97 , Piscataway, pp. 1277–1281, NJ, November 1997.*

[XU09] R.Xu, H.Zhu, J.Yuan, "circuit-coupled FEM analysis of the electric-field type intra-body communication channel", *IEEE BioCAS, 26-28 Nov 2009, 978-1-4244-4918-7.*

[YAZ09] K..Yazdandoost, K. Sayrafian-Pour, "channel model for body area network (BAN)", *IEEE P802.15 working group for wireless personal area networks (WPANS), Tech. Rep. Document IEEE802.15-08-0780-05-0006, February 2009.*

[YAN08] Y.Yang, Y.Wang, A.E.Fathy, "Deisgn of compact vivaldi antenna arrays for UWB see through wall applications", *Progress in Electromagnetics Research, PIER 82, 401-418, 2008.*

[YIN14] Z.Yin, Z.Wang, X.Liu, Z.Wu, "Design of pulse waveform for waveform division multiple access UWB wireless communication system", *The scientific world journal volume 2014, article ID 171875, 11 pages, hindawi publishing corporation.*

[YUC10] M.R.Yuce, "Implementation of wireless body area networks for healthcare systems", *sensors and actuators A 162 pp : 116-129, ELSEVIER 2010.*

[ZHA08] H. Zhang, T. Gulliver, "Capacity of Time-Hopping PPM and PAM UWB Multiple Access Communications over Indoor Fading Channels", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking,* 10.1155/2008/273018.

[ZHA09] J. Zhang, V. Orlik, Z. Sahinoglu, A. F. Molisch and P. Kinney, "UWB Systems for Wireless Sensor Networks", *Proceeding of the IEEE, Vol. 97, No 2, Feb. 2009.*

[ZHA09] J. Zhang, Z. Sahinoglu, P. Kinney, "UWB Systems for Wireless Sensor Networks", *Proceedings of the IEEE, invited paper, Vol. 97, No 2, Feb. 2009.*

[ZHU09] H.Zhu, R.Xu and J.Yuan, "High speed intra-body communication for personal Health care", *IEEE EMBS, Minneapolis, Minnesota, USA, September 2-6, 2009*.

[ZIM96] T.G.Zimmerman, "Personal Area Networks : Near-field intrabody communication", *IBM systems journal, vol 35, NOS 3&4, 1996.*

[ZIM95] T.G.Zimmerman, "Personal Area Networks (PAN) : Near-Field Intra-body Communication", *rapport master, Massachusetts Institute of Technology, USA 1995.*

[ZHA14] S.Zhang, Y.Qin, J.Kuang, P.U.Mak, S.H.Pun, M.IVai, Y.Liu, "Development and prospect of implantable intra-Body Communication Technology", *Journal of computers, vol. 9, NO. 2, February 2014.*

Résumé

Dans cette thèse, nous proposons une méthodologie de conception d'architectures de communication dédiées aux réseaux de capteurs basées sur la technique de radio impulsionnelle pour les transmissions ultralarge bande (ULB). La technique impulsionnelle proposée ici repose sur la modulation de forme d'impulsion. L'approche de conception architecturale présentée dans cette thèse se focalise plus particulièrement sur la forme des impulsions et leur génération, qui revêt un intérêt majeur puisqu'elle constitue le support de l'information échangée. L'étude sur le choix de la forme d'impulsion nous a conduit à proposer deux architectures différentes. Une première architecture repose sur les polynômes orthogonaux, et plus particulièrement sur les polynômes d'Hermite, pour la génération des impulsions, et sur une architecture de corrélation pour la détection et la reconnaissance des trains d'impulsions transmis. La deuxième architecture est basée sur la transformée en paquets d'ondelettes discrète et peut être exploitée selon deux modes d'utilisation différents, mono et multi-utilisateurs. L'utilisation d'une architecture de synthèse à l'émission et d'analyse à la réception ouvre une nouvelle orientation pour les communications numériques, permettant à la transformée en ondelettes d'assurer à la fois la génération des impulsions à l'émission et leur reconnaissance à la réception. Un intérêt immédiat de la technique proposée permet notamment de faciliter l'accès multi-utilisateurs au canal ultralarge bande, et d'autoriser des communications simultanées (Many-to-one, des nœuds vers le puits) ou du broadcast (One-to-many, du puits vers les nœuds) sans surcharger la couche MAC. L'architecture proposée s'inscrit donc à l'interface des couches PHY et MAC et permet de relâcher les contraintes de conception spécifiques à ces couches.

Mots clés : RCSF, ULB-RI, modulation de forme d'impulsion, polynômes orthogonaux, transformée en ondelette discrète, many-to-one, one-to-many.

Abstract

In this thesis, we propose a design methodology for communication architectures dedicated to wireless sensor network based on impulse radio techniques for UWB communications. The impulse technique proposed in this work relies on pulse shape modulation. The architecture design approach proposed in this thesis focuses on pulses shape and their generation, which is of major interest as it constitutes the carrier of the information exchanged. The study on the choice of pulse shape led us to propose two different architectures. The first one is based on orthogonal polynomials, more especially on the Hermite polynomials, for impulse generation, and on a correlation architecture for detection and recognition of transmitted impulses. The second architecture is based on discrete wavelet packet transform and can be used according two different modes, mono and multi-users. The use of both synthesis and analysis architectures for emitter and receiver, respectively, offers a new way for digital communications and allows the wavelet transform to ensure the impulses generation on the transmitter and their recognition on the receiver. A major interest point of the proposed technique is to facilitate the multi-users access to the ultra wideband channel and to allow simultaneous communications (many-to-one, from the sensors to the sink) or broadcast (one-to-many, from the coordinator to the nodes) but without overloading the MAC layer. Hence, the proposed architecture is part of the interface between both PHY and MAC layers, and allows to release their specific design constraints.

Key words: WSN, UWB-IR, pulse shape modulation, orthogonal polynomials, discrete wavelet packet transform, many-to-one, one-to-many.