



Modélisation et simulation de réseaux locaux et personnels sans fil : intégration des couches PHY et MAC

Abdoulaye Berthe

► To cite this version:

Abdoulaye Berthe. Modélisation et simulation de réseaux locaux et personnels sans fil : intégration des couches PHY et MAC. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2010. Français. NNT : . tel-00706636

HAL Id: tel-00706636

<https://theses.hal.science/tel-00706636>

Submitted on 11 Jun 2012

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

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



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)

Discipline ou spécialité :

Micro et Nano Systèmes

Présentée et soutenue par :

Abdoulaye BERTHE

le : vendredi 27 janvier 2012

Titre :

Modélisation et Simulation de Réseaux Locaux et Personnels sans fil :
Intégration des Couches PHY et MAC

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

LAAS-CNRS

Directeur(s) de Thèse :

Daniela DRAGOMIRESCU Maître de Conférence à l'INSA de Toulouse

Robert PLANA Professeur à l'UPS, Membre de l'IUF

Rapporteurs :

Dominique HOUZET Professeur à l'INP de Grenoble

Pascal LORENZ Professeur à l'Université de Haute Alsace

Autre(s) membre(s) du jury

Michel DIAZ Directeur de recherche au LAAS-CNRS Examineur

David SYMPLOT-RYL Professeur à l'Université de Lille1, Membre de l'IUF Examineur

Frédéric CAMPS Ingénieur de recherche au LAAS-CNRS Invité

Abstract

In this work, we focus on physical and medium access control layer modeling and simulation for *short range wireless communication*. In particular, the modeling of the *Impulse Radio Ultra Wide Band* technique for *wireless sensor networks* and the *high data rate communication modeling* which uses *millimeter wave* and *beamforming*.

The first part deals with the modeling of *Impulse Radio Ultra Wide Band*. The proposed model takes into account *the pulse collision induced by multiple concurrent transmissions* at the physical layer which is also called multi user interference. This aspect is accurately introduced thanks to the concept of reception time hopping sequences of concurrent reception and their orthogonality. The simulation architecture is built using two models: the first model is based on a *uniformly distributed pulse train* and the second model, more complete, takes into account variable *time hopping sequences*. The performance evaluation of this part is based on a typical wireless sensor networks application, in which sensor nodes are scattered on a particular area to detect and report intrusion events to a base station.

The second part deals with the modeling of high data rate communication using millimeter wave. The targeted goal of millimeter wave transmission is to increase the data rate using some novel techniques: *beamforming* and *data aggregation*. *Beamforming* is modeled on the so-called *codebook beamforming* defined as the new *beamforming* technique for high data rate wireless communication standards. A methodology is developed to take into account the radiation pattern defined by the *codebook* indexes. For each index the gain of the directional antenna is computed for each direction. This is used in the simulation model physical layer to determine the directional antenna gain in a particular direction during the propagation stage. The defined protocols for *sector level* and *beam level training* defined in *the 802.15.3c* draft are also modeled. The performance evaluation of this part is based on a multimedia distribution system.

Keywords: Wireless Sensor Network, medium access control protocol, physical layer, multi-user interference, IR-UWB, modeling and simulation, beamforming, on demand beamforming, proactive beamforming, GloMoSim, QualNet, 802.15.4a, 802.15.3c.

Résumé

Dans ce travail nous nous intéressons à la modélisation des couches MAC et PHY dans le cadre des réseaux sans fil à faible, portée. Il présente les techniques de modélisation utilisées pour l'intégration des couches MAC-PHYs (Medium Access Control and Physical layer) de type IR-UWB (Impulse Radio Ultra Wideband) d'une part, et des nouvelles techniques de transmission à 60GHz incluant le *beamforming* d'autre part, dans le simulateur *GloMoSim/QualNet*.

La modélisation de IR-UWB est basée sur la prise en compte directe des collisions d'impulsions et de l'interférence *multi-utilisateur* au niveau de la couche PHY par l'introduction du concept de séquences de réception et la notion d'orthogonalité en réception. L'architecture de modélisation proposée est basée sur l'utilisation d'une *matrice d'interférence*, elle a été développée en deux étapes : une première modélisation basée sur des trains d'impulsions uniformément espacées et une deuxième modélisation plus complète prenant en compte l'utilisation des séquences de sauts aléatoires également appelés séquences de *time hopping*. L'évaluation de performances de cette partie est basée sur une application typique des réseaux de capteurs dans le cadre d'une application de détection d'intrusion sur une surface protégée.

La modélisation à 60 GHz a pour but la prise en compte des nouvelles techniques d'amélioration du débit, notamment l'agrégation et le *beamforming*. La prise en compte du beamforming est basée sur la définition, des diagrammes de rayonnement des antennes ainsi que de l'interface MAC-PHY/Antenne. La modélisation des deux protocoles de *beamforming* définis dans le standard 802.15.3c est également effectuée. L'évaluation de performances de cette partie est basée sur un système de distribution de contenu multimédia.

Mots clés : réseaux de capteurs sans fil, méthode d'accès au support, couche physique, IR-UWB, interférence multi-utilisateur, beamforming. on demand beamforming, proactive beamforming, GloMoSim, QualNet, 802.15.4a, 802.15.3c.

Remerciements

Je remercie tout d'abord mes directeurs de thèse, Daniela Dragomirescu qui a dirigé de près ce travail, Robert Plana, pour m'avoir accueilli dans son groupe, toute sa confiance et son amitié. Je remercie également les responsables du LAAS-CNRS, l'ensemble du personnel administratif et scientifique ainsi que les stagiaires, doctorants, post doctorants avec qui j'ai eu le grand plaisir de partager un repas, un café, un thé ou une histoire drôle.

Je remercie Aubin, pour les nombreuses discussions enrichissantes et ses conseils tout le long de la première partie de ce travail, Mike pour son support sur la rédaction de documents scientifiques en anglais durant les premiers mois. Merci à l'ensemble du groupe MINC et surtout à mes collègues de bureau : Patricia, Tonio, Sébastien, Hicham, Jean et Georges pour le climat de travail vraiment sympathique.

J'exprime toute ma gratitude au président du jury, aux rapporteurs, aux examinateurs et invités pour tout l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail, le temps qu'ils y ont consacré ainsi les remarques et suggestions sur le manuscrit.

Merci à tous les membres de mon club de Karaté, mes amis et proches. Ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de cette thèse. Enfin Merci à mes parents et toute ma famille pour leur soutien inconditionnel.

Table des matières

Abstract	1
Résumé	3
Remerciements	5
Introduction générale	2
Contexte	2
Modélisation des couches MAC-PHY basées sur la technique IR-UWB destinées aux réseaux de capteurs sans fil	3
Modélisation des couches MAC-PHY haut débit à 60 GHz	4
Contribution	5
Plan du manuscrit	6
Bibliographie	6
1 État de l'art	9
1.1 Introduction générale sur les couches MAC	9
1.1.1 Les protocoles d'accès au médium non déterministes	9
1.1.2 Les protocoles d'accès au médium déterministes	12
1.1.3 Le partage du support pour des transmissions utilisant la technique Impulse Radio UltraWide Band	13
1.1.3.1 L'interférence multi-utilisateur	13
1.1.3.2 Modèle de simulation	15
1.1.3.3 Les protocoles d'accès au médium proposés pour IR-UWB	16
Les méthodes d'accès pour la bande des 60 GHz	19
1.1.3.4 Les protocoles de partage du support envisagés à 60 GHz	19
1.1.3.5 L'optimisation du faisceau de l'antenne directive ou beamforming et les réseaux d'antennes	21
1.1.3.6 Le beamforming adaptatif	23
1.1.3.7 Le codebook beamforming	27
1.1.3.8 Conclusion	29
1.2 Simulateurs de réseaux de microsystemes communicants	29
1.2.1 Caractéristiques des simulateurs	29
1.2.2 Critères d'évaluation	30
1.2.3 Quelques simulateurs	31
1.2.3.1 GloMoSim	31
1.2.3.2 NS-2	32
1.2.3.3 OMNet++	33
1.2.3.4 J-Sim	34
1.2.3.5 Conclusion	35
1.3 Conclusion	36
1.4 Bibliographie	37
2 Contexte et standardisation pour les réseaux de capteurs sans fil	45
2.1 Les réseaux de capteurs sans fil	45
2.1.1 Besoins des réseaux de capteurs	46
2.1.2 Solutions envisagées	47
2.1.2.1 MAC	47
2.1.2.2 PHY	48

2.2 La standardisation applicable aux réseaux de capteurs sans fil	51
2.2.1 Le standard 802.15.1 et les réseaux de capteurs	52
2.2.2 Le standard 802.15.4 et les réseaux de capteurs	54
2.2.3 Conclusion	59
2.2.4 Objectifs et démarches de conception choisies pour le développement d'un simulateur de réseaux de capteurs sans fil :	60
2.3 Bibliographie	62
3 Architecture de modélisation et simulation de la technique Impulse Radio UltraWide Band	66
3.1 Positionnement du problème	66
3.2 Le Simulateur GloMoSim:	69
3.3 Modélisation basée sur l'utilisation d'un train d'impulsions uniformément espacés	70
3.3.1 Théorie de la modélisation	71
3.3.2 Implémentation	71
3.3.2.1 Hypothèses	71
3.3.2.2 L'émission	72
3.3.2.3 La réception	73
3.3.2.4 Le modèle de simulation	73
3.4 L'accès multi-utilisateur basé sur la technique time-hopping	76
3.4.1 La technique time-hopping	76
3.4.2 Théorie de la Modélisation	76
3.4.3 Implémentation	77
3.4.3.1 L'émission	77
3.4.3.2 La réception	77
3.4.3.3 Le modèle de simulation	77
3.4.3.4 Évaluation du BER	79
3.5 Modélisation de la couche MAC	81
3.5.1 Unslotted ALOHA pour IR-UWB	81
3.5.2 Slotted ALOHA pour IR-UWB	82
3.5.3 Application de protection par des réseaux de capteurs sans fil	84
3.5.3.1 Présentation de l'application	85
3.5.3.2 Modélisation du phénomène à détecter	86
3.5.3.3 Protocole de détection et d'authentification	87
.....	88
3.6 Évaluation de Performances	90
3.6.1 Simulation de Basic Service Set (BSS)	91
3.6.1.1 Wlan: Wireless Local Area Networks	91
3.6.1.2 WPAN Wireless Personal Area Network	99
3.6.1.3 Impulse Radio Ultrawide Band	102
3.6.1.4 Conclusion	105
3.6.2 Scénarios complets IR-UWB	107
3.6.2.1 Performances du premier scénario	108
3.6.2.2 Performances du second scénario	110
3.6.2.3 Conclusion	113
3.7 Comparaison de l'approche adoptée avec l'état de l'art	113
3.7.1 Rappel sur les modèles existants	114
3.7.1.1 L'architecture NS-IR-UWB	114
3.7.1.2 L'architecture OMNet IR-UWB	114

3.7.1.3 Architecture proposée: GloMoSim IR-UWB.....	115
3.7.1.3.1 Particularités.....	115
3.7.1.3.2 Avantages.....	116
3.7.1.3.3 Inconvénients.....	117
3.8 Conclusion.....	117
3.9 Bibliographie.....	118
4 Contexte et standardisation pour les réseaux sans fil hauts débits.....	125
4.1 Contexte de l'étude.....	125
4.1.1 Introduction.....	125
4.1.2 Besoins du multimédia.....	126
4.1.3 Avantages de la bande des 60 GHz.....	127
4.1.4 Solutions envisagées.....	127
4.1.5 Couche physique.....	127
4.1.5.1 La technique OFDM.....	127
4.1.5.2 L'agrégation des canaux ou Channel Bonding.....	128
4.1.5.3 Protocole d'accès au support.....	129
4.1.5.4 Rappel sur le beamforming.....	131
4.1.6 Conclusion.....	134
4.2 Contexte réglementaire.....	135
4.2.1 Le standard 802.15.3c.....	136
4.2.1.1 Le protocole d'accès au médium.....	136
4.2.1.2 La couche physique.....	136
4.2.1.3 Le beamforming.....	137
4.2.1.4 Le protocole de beamforming.....	140
4.2.1.5 Mécanismes supports du haut débit.....	141
4.2.2 Le standard 802.11ad.....	142
4.2.2.1 La couche physique.....	144
4.2.2.2 Le protocole de beamforming.....	144
4.2.2.3 Mécanismes support du haut débit.....	145
4.2.3 La spécification WirelessHD.....	146
4.2.3.1 Le protocole d'accès au support.....	146
4.2.3.2 La couche physique.....	147
4.2.3.3 Le beamforming.....	147
4.2.3.4 Mécanismes support du haut débit.....	149
4.2.4 Le standard ECMA 387.....	149
4.2.4.1 Le protocole d'accès au médium.....	150
4.2.4.2 La couche physique.....	151
4.2.4.3 Le protocole de beamforming.....	152
4.2.4.4 Mécanismes support du haut débit.....	153
4.3 Conclusion.....	154
4.4 Bibliographie.....	155
5 Architecture du modèle de simulation pour les réseaux sans fil haut débit.....	159
5.1 Introduction.....	159
5.2 Problématique.....	159
5.2.1 Pourquoi un nouveau modèle ?.....	159
5.2.2 Le simulateur QualNet.....	160
5.2.3 Les antennes directives dans QualNet.....	160
5.3 Modélisation des antennes directives basées sur l'utilisation d'un codebook.....	161

5.3.1 Génération du fichier de configuration de l'antenne directive.....	162
5.3.2 Technique de classification.....	163
5.4 Modélisation de la couche PHY.....	165
5.4.1 Techniques de Modulation $\Pi/2$ -BPSK et QPSK.....	166
5.5 Modélisation de Protocoles d'accès au médium.....	167
5.5.1 Techniques de modélisation.....	168
5.5.2 La requête de CTA.....	168
5.5.3 L'association.....	169
5.5.4 Agrégation.....	170
5.5.5 Protocole de beamforming.....	172
5.5.5.1 Sector Level Training.....	172
5.5.5.2 Beam Level Training.....	172
5.6 Évaluation de Performances.....	173
5.6.1 Scénario.....	173
5.6.2 Comparaison des mécanismes d'accès au support.....	175
5.6.3 Comparaison des deux protocoles de beamforming.....	177
5.6.4 Performances de l'agrégation.....	178
5.6.5 Impact du canal de propagation.....	181
5.6.6 Impact de la longueur de la super-trame.....	182
5.7 Conclusion.....	182
5.8 Bibliographie.....	183
Conclusion générale et perspectives.....	186
Bibliographie.....	188
Abréviations et Notations.....	190
Liste des publications.....	194
Conférences Internationales :.....	194
Conférences nationales sans actes:.....	194

Index des illustrations 1

Figure 1.1: Illustration de la technique Unlotted Aloha telles que décrite dans [1].....	10
Figure 1.2: Illustration de la technique Slotted Aloha telles que décrite dans [1].....	10
Figure 1.3: Performances des techniques d'accès aléatoires telles que décrites en [3].....	11
Figure 1.4: Améliorations apportées au protocole CSMA telles que décrites dans [5].....	12
Figure 1.5: Illustration de l'allocation en TDMA.....	13
Figure 1.6: Travaux IR-UWB dans le même contexte que cette thèse.....	14
Figure 1.7: Illustration du concept de réception multiple tel que décrit dans [23].....	17
Figure 1.8: Illustration du fonctionnement de WideMac telle que décrite dans [25].....	18
Figure 1.9: Architecture du récepteur UWB2 telle que présentée en [27].....	18
Figure 1.10: Structure de super trame telle que décrite dans [31].....	19
Figure 1.11: Réseau d'antennes linéaire et uniformément espacés tel que décrit dans [37].....	21
Figure 1.12: Système de beamforming à N éléments tel que décrit dans [35].....	23
Figure 1.13: Les différents types de diagrammes de rayonnements dans le codebook beamforming tels que décrits dans [34].....	28
Figure 1.14: Principe générique de la simulation à événements discrets tel que décrit dans [53].....	30
Figure 1.15: GloMoSim/QualNet tel que décrit dans [60].....	32

Figure 1.16: Architecture général d'un nœud mobile dans NS-2 telle que décrite dans [63]	33
Figure 1.17: Structure de OMNet ++ telle que décrite dans [16]	34
Figure 1.18: Architecture générale de J-Sim telle que décrite dans [71]	35

Index des illustrations 2

Figure 2.1: Illustration d'un réseau de capteur autonome	45
Figure 2.2: Architecture d'un nœud telle que décrite en [9]	46
Figure 2.3: Plateformes de développement de réseaux de capteurs	46
Figure 2.4 : Standards envisageables pour les réseaux de capteurs sans fil	52
Figure 2.5: Différentes topologies du standard 802.15.1 (Bluetooth) tels que décrits dans [2]	53
Figure 2.6: Architecture protocolaire du 802.15.1 telle que décrite dans [2]	53
Figure 2.7: Illustration du partage du support dans le 802.15.1 telle que décrite dans [2]	54
Figure 2.8: Topologie du standard 802.15.4 telle que décrite dans [1]	56
Figure 2.9: Architecture protocolaire du standard 802.15.4 telle que décrite dans [1]	56
Figure 2.10: Structure de la super-trame du 802.15.4 telle que décrite dans [1]	57
Figure 2.11: Illustration du Burst Position Modulation telle que décrite en [6]	58

Index des illustrations 3

Figure 3.1: Impulsion en IR-UWB	66
Figure 3.2: Illustration d'une collision d'onde continue	68
Figure 3.3: Illustration des collisions en IR-UWB	68
Figure 3.4: Illustration d'un train d'impulsion uniformément espacé	70
Figure 3.5: Émission Réception en IR-UWB	73
Figure 3.6: Illustration des différents états de l'interface radio en fonction de la puissance	74
Figure 3.7: Illustration d'une transmission en IR-UWB	76
Figure 3.8: Matrice d'interférence	78
Figure 3.9: Simulation et Décision sur le taux d'erreur binaire à partir d'une table pour une réception	80
Figure 3.10: Prototype IR-UWB [9]	80
Figure 3.11: UnSlotted Mac	82
Figure 3.12: Slotted Mac	83
Figure 3.13: Illustration de l'application de protection par les réseaux de capteurs	84
Figure 3.14: Simulation de réseaux de capteurs avec GloMoSim	85
Figure 3.15: Pile de protocoles présente sur les différentes entités de l'application	86
Figure 3.16: Message de détection d'intrusion	88
Figure 3.17: Message de demande d'authentification	88
Figure 3.18: Message de réponse d'authentification	88
Figure 3.19: Message de notification d'authentification	89
Figure 3.20: Exemple d'échange de message dans le protocole proposé	90
Figure 3.21: Simulation BSS BPSK 802.11- Fiabilité	94
Figure 3.22: Simulation BSS BPSK 802.11-Latence	96

Figure 3.23: Simulation BSS BPSK 802.11-Consommation d'énergie.....	96
Figure 3.24: Simulation BSS QPSK 802.11-Fiabilité.....	97
Figure 3.25: Simulation BSS QPSK 802.11-Latence.....	98
Figure 3.26: Simulation BSS QPSK 802.11-Consommation d'énergie.....	98
Figure 3.27: Simulation BSS OQPSK 802.15.4-Fiabilité.....	100
Figure 3.28: Simulation BSS OQPSK 802.15.4-Latence.....	101
Figure 3.29: Simulation BSS OQPSK 802.15.4-Consommation d'énergie.....	101
Figure 3.30: Canal de captage et interface radio.....	103
Figure 3.31: Simulation BSS-PPM 802.15.4-Fiabilité.....	104
Figure 3.32: Simulation BSS-PPM 802.15.4-Latence.....	104
Figure 3.33: Simulation BSS-PPM 802.15.4-Consommation d'énergie.....	105
Figure 3.34: Scénarios de Simulation.....	107
Figure 3.35: Taux de succès.....	109
Figure 3.36: Délai moyen de transfert de la source vers la destination-Scénario 1.....	109
Figure 3.37: Délai moyen de transfert de la source vers la destination-Scénario 2 lot d'expériences 1	110
Figure 3.38: Taux de paquets reçus avec succès- Scénario 2 lot d'expériences 1.....	111
Figure 3.39: Taux de détection et d'authentification scénario 2.....	112
Figure 3.40: Latence de détection et d'authentification.....	113
Figure 3.41: Plate forme de simulation de IR-UWB.....	116
Figure 3.42: Émetteur IR-UWB réconfigurable [9].....	118

Index des illustrations 4

Figure 4 1: Illustration de la technique OFDM [27].....	128
Figure 4.2: Illustration d'une transmission suivant la méthode DCF telle que décrite dans [28].....	130
Figure 4.3: Illustration d'une transmission de burst.....	130
Figure 4.4: Illustration du mécanisme d'agrégation telle que décrite dans [28].....	130
Figure 4.5: Système de beamforming adaptatif [31].....	133
Figure 4.6: Illustration du réseau d'antennes directives.....	133
Figure 4.7: Contexte réglementaire.....	135
Figure 4.8: Protocole d'accès au médium du 802.15.3c tel que décrit dans [20]	136
Figure 4.9: Quasi Omni pattern, Sector, beam et high resolution beam tels que décrits dans [20]	138
Figure 4.10: Modèle de référence du beamforming tel que décrit dans [20]	139
Figure 4.11: Étapes du Sector Level Training telles que décrites dans [20]	140
Figure 4.12: Étapes du Beam Level Training telles que décrites dans [20]	141
Figure 4.13: Agrégation standard telle que décrite dans [20]	142
Figure 4.14: Architecture de la couche MAC-PHY 802.11ad telle que décrite dans [21] ..	143
Figure 4.15: Super Trame du 802.11ad telle que décrite dans [21].....	144
Figure 4.16: Protocole de training dans le 802.11ad telle que décrite dans [21].....	145
Figure 4.17: Agrégation de type A-MSDU telle que décrite dans [6].....	146
Figure 4.18: Agrégation de type A-MPDU telle que décrite dans [6].....	146
Figure 4.19: Structure de la super-trame de la spécification WirelessHD telle que décrite dans [23].....	147
Figure 4.20: Illustration de la technique de beam-forming adaptatif telle que décrite dans	

[23].....	148
Figure 4.21: Illustration de la technique de beamforming avec feedback implicite telle que décrite dans [23].....	149
Figure 4.22: Format général d'un paquet dans la spécification WirelessHD tel que décrite dans [23].....	149
Figure 4.23: Structure de la super-trame dans le standard ECMA 387 telle que décrite dans [22].....	150
Figure 4.24: Structure de la matrice de réservation tel que décrite dans [22].....	150
Figure 4.25: Échange de trames de training tel que décrite dans [22].....	152
Figure 4.26: structure de l'agrégation dans le standard ECMA telle que décrite dans [22].....	153
Figure 4.27: En tête de l'agrégation telle que décrite dans [22]	153
Figure 4.28: MSDU agrégé dans le standard ECMA 387 tel que décrit dans [22]	154

Index des illustrations 5

Figure 5.1: Modèle de Simulation.....	159
Figure 5.2: QualNet API.....	160
Figure 5.3: Modélisation des antennes directives.....	161
Figure 5.4: Illustration du réseau d'antennes de référence.....	163
Figure 5.5: Quatre secteurs dans le cas d'un réseaux d'antennes à 4 éléments.....	164
Figure 5.6: Vecteurs de poids des éléments du codebook.....	165
Figure 5.7: Technique de simulation analytique du BER.....	166
Figure 5.8: Principales fonctionnalités modélisées dans le 802.15.3c.....	168
Figure 5.9: Procédure de demande de CTA.....	169
Figure 5.10: Procédure d'association.....	170
Figure 5.11: Agrégation utilisant le mécanisme block-ack.....	170
Figure 5.12: Agrégation utilisant le mécanisme delay-ack.....	171
Figure 5.13: Automate du sector level training.....	172
Figure 5.14: Automate du beam level training.....	173
Figure 5.15: Scénario de simulation.....	174
Figure 5.16: Accès au support.....	175
Figure 5.17: Comparaison des protocoles d'accès au médium.....	176
Figure 5.18: Comparaison des deux protocoles de beamforming - 802.15.3c.....	177
Figure 5.19: Comparaison des deux protocoles de beamforming - CSMA-Polling.....	178
Figure 5.20: Efficacité de l'agrégation - évaluation analytique.....	179
Figure 5.21: Comparaison des mécanismes d'acquittements.....	180
Figure 5.22: Impact du canal de propagation sur le débit.....	181
Figure 5.23: Impact de la longueur de la super-trame.....	182

Index des tables 1

Tableau 1.1: Performances des différentes méthodes d'accès aléatoires telles que présentées en [3].....	11
Tableau 1.2: Comparaison des simulateurs.....	35
Tableau 1.3: Simulateurs et fonctionnalités.....	36

Index des tables 2

Tableau 2.1: Comparaison des techniques bande étroite et ultra large bande telle que décrite dans [14].....	49
Tableau 2.2: Spécification de la couche physique 2006.....	58
Tableau 2.3: Couches physiques rajoutées par le standard 802.15.4a 2007.....	59

Index des tables 3

Tableau 3.1: Paramètres de simulation.....	91
Tableau 3.2: Comparaison BSS 802.11.....	98
Tableau 3.3: Paramètres de Simulation 802.15.4.....	99
Tableau 3.4: Comparaison BSS 802.15.4.....	102
Tableau 3.5: Paramètres de simulation IR-UWB.....	102
Tableau 3.6: Comparaison BSS IR-UWB.....	105
Tableau 3.7: Impact des mécanismes de la MAC sur les critères d'évaluation de performances.....	106
Tableau 3.8: Comparaison générale.....	106
Tableau 3.9: Comparaison des différents architectures de simulation.....	117

Index des tables 4

Tableau 4.1: Canaux de la bande 57-66GHz dans le standard 802.15.3c.....	137
Tableau 4.2: Réglementation de la puissance de transmission suivant les régions.....	137
Tableau 4.3: Réglementation de la puissance de transmission suivant les régions.....	144
Tableau 4.4: Allocation des fréquences dans le HRP.....	147
Tableau 4.5: Allocation des fréquences dans le LRP.....	147
Tableau 4.6: Allocation de la bande	151
Tableau 4.7: Résumé du contexte réglementaire.....	154

Index des tables 5

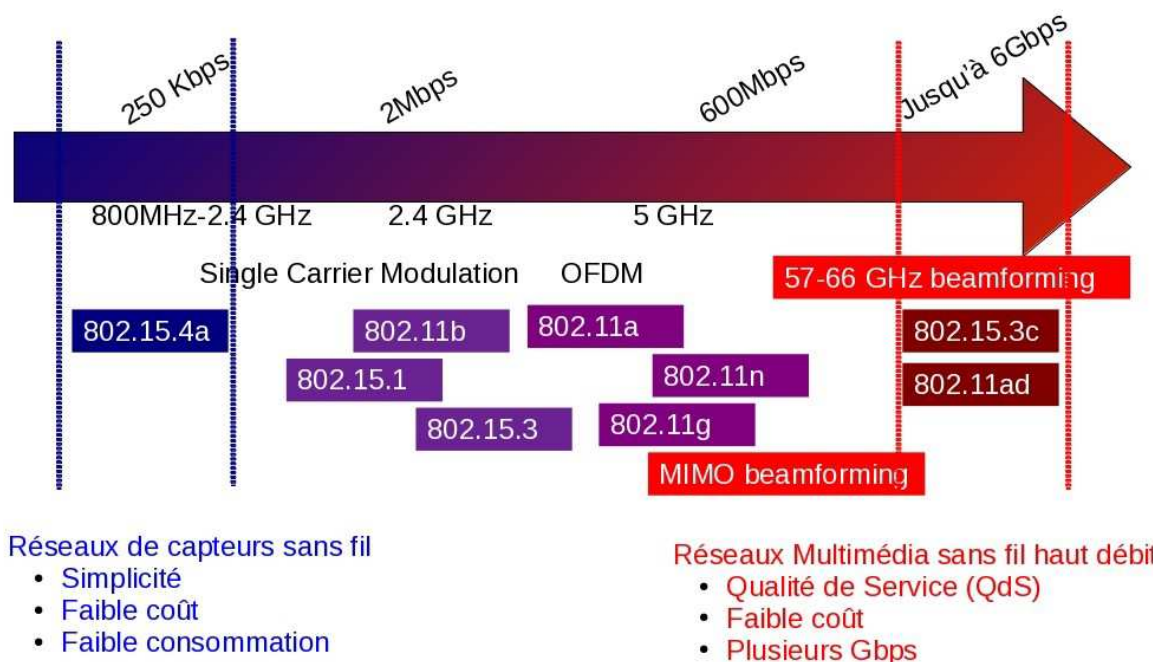
Tableau 5.1: Table des beams et leur gain pour une configuration (4,16).....	164
Tableau 5.2: Classes de modulation.....	167
Tableau 5.3: Paramètres de simulation.....	174
Tableau 5.4: débit maximum en fonction du nombre de CTAs.....	175
Tableau 5.5: Comparaison des trois techniques pour 1.6 Gbps et une période de super trame de 65535 μ s et une allocation de 16 CTA par super-trame.....	176
Tableau 5.6: Comparaison générale des deux protocoles de beamforming.....	178
Tableau 5.7: Performances analytiques de l'agrégation.....	181

Introduction générale

Contexte

Dans le contexte des réseaux de capteurs et des réseaux mobiles ad hoc, donc de l'intelligence ambiante en général, de nouvelles applications sont apparues. Comme, l'interconnexion d'équipements électroniques dans une maison, la domotique, les applications tactiques, les applications pour l'aérospatial. Ces applications ont conduit à de nouveaux standards [1]. Nous nous intéressons ici à ceux définis dans le cadre des réseaux sans fil à faible voire très faible portée : Wireless Local Networks (WLANs) et Wireless Personal Area Networks (WPANs) (voir ci dessous). Les standards proposés dans ce contexte couvrent des applications aux besoins très diverses. Tandis que certains d'entre eux ont pour principales contraintes une faible consommation d'énergie, un faible coût et requièrent un débit relativement faible, d'autres, à l'inverse, requièrent un très haut débit et sont par ailleurs moins exigeant sur les critères : simplicité et coût. Nous nous intéressons ici à deux axes principaux à savoir :

- Les réseaux de capteurs où l'on envisage l'utilisation de la technique Impulse Radio Ultra WideBand (IR-UWB) comme une alternative de couche physique comme dans le standard 802.15.4a. Ces réseaux se caractérisent par un faible coût et faible consommation d'énergie.
- Les WLANs et WPANs très haut débit où l'on envisage la mise en œuvre de techniques de transmission utilisant des ondes millimétriques dans la bande des 60 GHz comme dans les standards 802.15.3c et 802.11ad. Ces réseaux ont pour objectif de fournir un lien radio qui assure la transmission de plusieurs Gbps (gigabit par seconde).



Contexte de l'étude et standardisation

De par leur nouveauté, ces techniques sont peu, mal ou pas prises en compte dans les nombreux simulateurs de réseaux de télécommunication. Pour cela, nous proposons :

- Un modèle destiné aux réseaux de capteurs qui utilisent la technique Impulse Radio Ultra Wid Band (IR-UWB). Ce modèle prend directement en compte les collisions d'impulsions au niveau de la couche physique PHY. Ce modèle est très précis du fait de l'évaluation directe de l'interférence *multi-utilisateur* au niveau de la couche PHY. Une modélisation de la couche Medium Access Control Layer (MAC) est également effectuée.
- Un modèle destiné aux réseaux sans fil très haut débit qui utilisent les techniques de transmission à 60GHz. L'inconvénient majeur des communications dans la *bande millimétrique* est la forte atténuation du signal causée par la courte longueur d'onde et le problème d'absorption dû à l'oxygène pour cette fréquence. Cependant la courte longueur d'onde de l'ordre de 5 mm permet l'utilisation de réseaux d'antennes directives facilement intégrables, ce qui a conduit à un développement rapide des méthodes d'exploitation de ces antennes dans le cadre des communications courtes distances : protocoles et algorithmes de *beamforming*, notamment dans les standards 802.11ad et 802.15.3c. Pour pouvoir évaluer ces nouvelles techniques, nous proposons une nouvelle architecture de modélisation prenant en compte la définition des différents diagrammes de rayonnement de l'antenne directive et de l'interface MAC-PHY/Antenne directive. Ce modèle est basé sur un réseau d'antennes capable de modifier son diagramme de rayonnement grâce à des déphaseurs programmables.

Ces travaux de thèse de doctorat s'articulent donc autour de deux parties: Une partie consacrée à la technique utilisée pour la modélisation de IR-UWB dans le cadre des réseaux de capteurs sans fil et au développement de la plate forme de simulation de réseaux de capteurs . Puis une partie consacrée à la modélisation de la nouvelle génération de WPAN et WLAN très haut débit et son implémentation sur un simulateur de réseaux sans fil.

Modélisation des couches MAC-PHY basées sur la technique IR-UWB destinées aux réseaux de capteurs sans fil

L'activité de standardisation des communications courtes et très courtes distances permet désormais la mise en œuvre de réseaux de capteurs sans fil. Les contraintes majeures de ces réseaux sont un faible coût, une faible consommation d'énergie et la simplicité. La technique IR-UWB est une technologie envisagée pour ces réseaux, due à ses capacités à satisfaire les contraintes mentionnées. Cependant, cette technique est très peu prise en compte dans les nombreux simulateurs de réseaux de télécommunication. Pour cela, nous proposons une modélisation de IR-UWB prenant directement en compte les collisions de signaux au niveau de la couche PHY, les signaux transmis avec la technique IR-UWB sont représentés sous forme d'impulsions. Nous proposons également une modélisation de techniques d'accès aux support basées sur la

technique ALOHA.

Cette partie sera structurée comme suit. Nous commençons par une introduction sur les réseaux de capteurs sans fil : les besoins, leur potentialité et les domaines d'application envisagés. Puis nous nous intéressons au contexte de la standardisation, où nous partons d'un espace de design regroupant l'ensemble des standards envisagés pour les WPAN et WLANs. En fonction des besoins identifiés nous réduisons cet espace au couple ALOHA/IR-UWB. ALOHA au niveau de la couche MAC et IR-UWB au niveau de la couche PHY. Ce couple est spécifié dans le standard 802.15.4a, destiné exclusivement aux réseaux de capteurs sans fil et notamment utilisé dans Zigbee. Nous exposons ensuite le modèle de simulation mis en œuvre en utilisant le simulateur Global Mobile Information System Simulator (GloMoSim). GloMoSim est un simulateur de réseaux mobile à grande échelle développé à l'Université de Californie Los Angeles (UCLA)

Le modèle que nous présentons est basé sur l'utilisation d'une matrice interférence pour une modélisation très précise des collisions d'impulsions. Une évaluation de performances basée sur le modèle développé dans le cadre d'une application typique des réseaux de capteurs est également présentée.

Modélisation des couches MAC-PHY haut débit à 60 GHz

Avec une bande libre supérieure ou égale à 7GHz suivant les régions, la bande des ondes millimétriques, autour de 60 GHz représente une opportunité intéressante pour les communications sans fil très haut débit. Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation de couches MAC/PHY très haut débit destinées à la transmission de plusieurs Gbps de contenu multimédia.

Pour commencer, nous exposons les besoins du multimédia et les solutions traditionnellement envisagées pour la prise en compte du haut débit à savoir :

- L'utilisation de la technique de multiplexage fréquentiel : Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), qui, grâce à une transmission parallèle sur plusieurs sous porteuses, permet de multiplier le débit.
- L'utilisation du mécanisme d'agrégation des canaux, qui consiste à regrouper plusieurs petits canaux en un seul afin d'en obtenir un de plus grande taille. Le débit étant proportionnel à la largeur de la bande d'après la loi de Shannon sur la capacité du canal, ce mécanisme permet d'améliorer le débit.

Nous mettons ensuite en évidence l'insuffisance de ces techniques avant de présenter les nouvelles solutions envisagées pour la prise en compte de la transmission très haut débit à savoir :

- L'utilisation de mécanismes d'agrégation pour récupérer le temps de transmission perdu à cause des espaces entre deux paquets consécutifs et les en-têtes de MAC-Service Data Unit (MSDUs) au niveau de la couche MAC. Ces temps de transmission sont mis à profit de la transmission de bit de données.
- L'utilisation de protocoles et algorithmes visant à optimiser le faisceau de l'antenne directive encore appelés *beamforming*..

Nous présentons ensuite le contexte réglementaire à savoir les différents standards envisagés ou en cours d'élaboration autour de 60 GHz. Nous insistons particulièrement

sur les différents mécanismes qu'ils mettent en œuvre pour la prise en compte du haut débit.

Enfin, nous présentons le modèle de simulation mis en œuvre pour l'évaluation de performances des nouvelles techniques envisagées. Nous commençons par le simulateur *QualNetTM* qui est la version commerciale de *GloMoSim*. Nous détaillons le modèle d'antenne directive présent dans ce simulateur puis expliquons pourquoi ce modèle ne correspond pas aux nouveaux standards en cours de développement, avant de présenter la nouvelle technique de modélisation que nous avons mise en œuvre pour combler ce manque. Nous présentons également une modélisation des nouvelles techniques envisagées ainsi qu'une comparaison.

Contribution

Notre travail s'articule autour de la modélisation des réseaux sans fil et du développement de modèles de simulation réalistes pour ces réseaux.

Dans la partie portant sur la modélisation de la technique IR-UWB pour les réseaux de capteurs sans fil, la contribution principale de ce travail est une modélisation très précise de la collision d'impulsion dans le cadre de l'accès *multi-utilisateur*. Cette modélisation est plus précise que la technique proposée dans [2] où l'interférence *multi-utilisateur* est évaluée de manière externe puis reportée dans le simulateur de réseau de télécommunication. Parmi les insuffisances du modèle proposé en [2], nous remarquons :

- L'hypothèse sur le nombre d'utilisateurs qui transmettent en même temps à un instant. En effet ce paramètre est l'un des plus déterminants pour le modèle d'évaluation de l'interférence *multi-utilisateur*.
- L'hypothèse sur le délai de propagation des impulsions entre l'émetteur et le destinataire. Ce paramètre dépend de la position des nœuds. S'il peut être déterminé dans une configuration statique, il s'avère imprédictible dans un scénario où les nœuds sont mobiles.

N'étant pas connues à l'avance, et étant très variables pendant la durée de vie du réseau, toute hypothèse sur le nombre d'utilisateur qui transmettent en même temps ou sur le délai de propagation de l'impulsion conduit à une imprécision du modèle de simulation. Dans ce travail, nous proposons une solution à ce problème qui consiste à l'utilisation d'une matrice d'interférence au niveau de la couche PHY de notre architecture. Cette matrice contient pour chaque nœud l'ensemble des communications interférentes. Ce qui évite toute supposition a priori sur des paramètres clés du modèle.

Dans la partie portant sur la modélisation de réseaux sans fil très haut débit, ce travail introduit un nouveau modèle prenant en compte le *codebook beamforming* qui est spécifié comme technique de *beamforming* dans les nouvelles générations de réseaux sans fil. Nous commençons tout d'abord par une technique de génération et de classification des diagrammes de rayonnement de l'antenne directive. Ces diagrammes sont utilisés comme paramètre de configuration grâce à un interfaçage par fichier, pour la détermination du gain de l'antenne suivant une direction particulière lors de la phase de propagation du signal. Nous modélisons ensuite les deux protocoles d'optimisation du faisceau de l'antenne directives ou *beamforming* proposés dans le standard 802.15.3c et retenues comme alternatives dans le 802.11ad avec des modulations utilisant une seule

porteuse encore appelé SC (Single Carrier) BPSK (Binary Pulse Shift Keying) et QPSK (Quadrature Pulse Shift Keying) grâce à une formulation dérivée de la détection. Enfin, nous modélisons les nouvelles techniques d'agrégation envisagées au niveau de la couche MAC pour l'amélioration du débit avant de procéder à une évaluation de performances.

Plan du manuscrit

Dans la suite, nous exposerons tout d'abord l'état de l'art des différentes composantes de ce travail dans le Chapitre 2 :

- Les modélisations de la technique *impulse-radio ultrawide band*, notamment les modélisations de l'interférence *multi-utilisateurs*, les propositions de couches MAC destinées à IR-UWB ainsi que les plateformes de simulation proposées pour cette techniques.
- Les modélisations de couches MAC pour la bande des 60GHz utilisant les nouvelles propositions d'amélioration du débit. Nous insistons particulièrement sur le *beamforming*, les techniques de *beamforming* adaptatif ainsi que les techniques basées sur l'utilisation d'un *codebook* sont bien détaillées.
- Les simulateurs de réseaux sans fil adaptés au contexte des réseaux de communicants sont ensuite présentés ; leur architecture et caractéristique ainsi qu'une la comparaison ayant guidées notre choix de simulateur.

Dans le Chapitre 3, nous présentons les réseaux de capteurs, le contexte de l'étude ainsi que la standardisation.

Le Chapitre 4 présente le modèle de simulation développé pour la technique IR-UWB. Une architecture adaptée aux trains d'impulsions uniformément espacées est tout d'abord présentée puis une seconde architecture plus complète prenant en compte l'utilisant des trains d'impulsions aléatoires grâce à la génération de séquence aléatoire ou séquence de *time-hopping* est détaillée. Cette partie se termine par une évaluation de performance de réseau de capteurs basés sur la modélisation effectuée.

Dans le Chapitre 5 nous présentons les réseaux sans fil très haut débit. Un contexte de l'étude et le contexte réglementaire sont tout d'abord présentés. Le contexte de l'étude rappelle les solutions jusque là utilisées pour l'amélioration du débit et leur insuffisances avant de présenter les nouvelles solutions en cours d'élaboration pour la prise en compte du haut débit. La partie portant sur la standardisation présente l'ensemble des standards en cours d'élaboration pour la bande millimétrique. Une comparaison justifiant le choix des modèles implémentés pour les réseaux très haut débit est faite.

Dans le Chapitre 6, le modèle de simulation pour des réseaux sans fil très haut débit développé est présenté ainsi qu'une évaluation de performance des nouveaux mécanismes proposés.

Le Chapitre 7 est consacré à la conclusion et aux perspectives, il résume ces travaux et donne les directions dans lesquelles ils pourront être poursuivis.

Bibliographie

- [1] C. Park and T. Rappaport, "Short-Range Wireless Communications for Next-Generation Networks: UWB, 60 GHz Millimeter-Wave WPAN, And ZigBee," *IEEE Wireless Communications*, vol. 14, Aug. 2007, pp. 70-78.
- [2] R. Merz, "Interference management in impulse-radio ultra-wide band networks," *Thèse N°4119 EPFL Faculté Informatique et Communications, Laboratoire pour les Communications Informatiques et leurs Applications. Programme Doctoral en Informatique, Communications et Information*. Jul. 2008.

Chapitre 1 État de l'art

1 État de l'art

Dans ce chapitre, nous présentons l'état de l'art des trois principales composantes de ce travail, à savoir :

- Les modélisations ou propositions d'architectures pour IR-UWB au niveau des couches MAC et PHY. Plus précisément les mécanismes de partage du support et la modélisation de l'interférence *multi-utilisateur*.
- Les modélisations ou propositions d'architectures pour les réseaux sans fil hauts débits au niveau des couches MAC-PHY. Plus précisément les mécanismes de partage du support et les protocoles et algorithmes de *beamforming*.
- Les outils pouvant servir de base pour la mise en œuvre de modèles de simulation pour les réseaux sans fil.

1.1 Introduction générale sur les couches MAC

La couche Medium Access Control Layer (MAC) est le deuxième niveau du modèle Open System Interconnexion (OSI). Son rôle est d'assurer un partage optimal du canal radio, ce qui est mis en œuvre par l'utilisation d'un protocole de contrôle d'accès au médium. Ce protocole définit toutes les règles nécessaires pour une utilisation optimale du support. Pour les supports de type diffusion comme le bus ou l'interface radio, le principal problème rencontré est la collision. Elle survient lorsque deux équipements du réseau transmettent sur des intervalles de temps qui se recouvrent. Les signaux transmis se combinent et ne sont pas interprétables au niveau du récepteur. Les protocoles d'accès au médium peuvent se subdiviser en deux classes : les protocoles d'accès au médium déterministes qui garantissent l'accès au support en exclusion mutuelle, c'est-à-dire à un seul terminal à la fois et les protocoles d'accès au médium non déterministes pour lesquels l'accès au support se fait par compétition, l'exclusion mutuelle n'étant pas assurée, ces méthodes ne garantissent pas une qualité de service ferme.

1.1.1 Les protocoles d'accès au médium non déterministes

Le premier protocole utilisé dans cadre des réseaux sans fil fut le protocole ALOHA [1]. Dans ce protocole, les terminaux transmettent sans se préoccuper de l'état du canal, l'absence d'acquiescement indique à l'émetteur que la trame transmise est mal reçue. La reprise se fait donc par l'utilisation de la technique Automatic Repeat ReQuest (ARQ).

ALOHA existe en deux versions, une version slottée (Slotted ALOHA (Figure 1.1)) et une version non slottée (UnSlotted ALOHA (Figure 1.2)). Dans Slotted-ALOHA, le support est divisé en tranches sans structure de *super-trame*, et un émetteur ne peut transmettre qu'au début d'une tranche. L'idée est de faire en sorte qu'une même trame n'entre pas partiellement en collision avec plusieurs autres trames comme dans le protocole *Pure ALOHA*. Dans [2], une étude détaillée des performances des protocoles à accès aléatoire est présentée pour le support radio. Le taux d'utilisation maximum du canal pour ALOHA est de 36,8% [3].

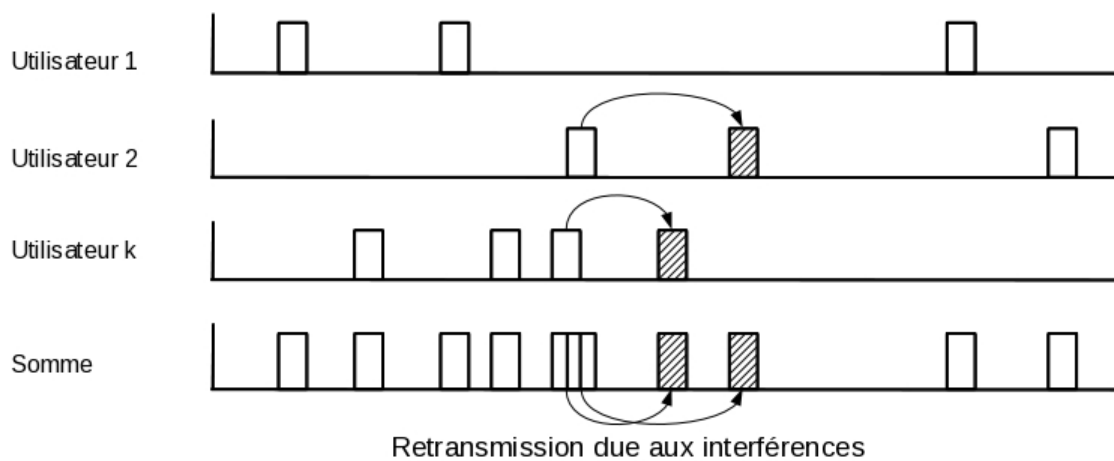


Figure 1.1: Illustration de la technique Unlotted Aloha telles que décrite dans [1]

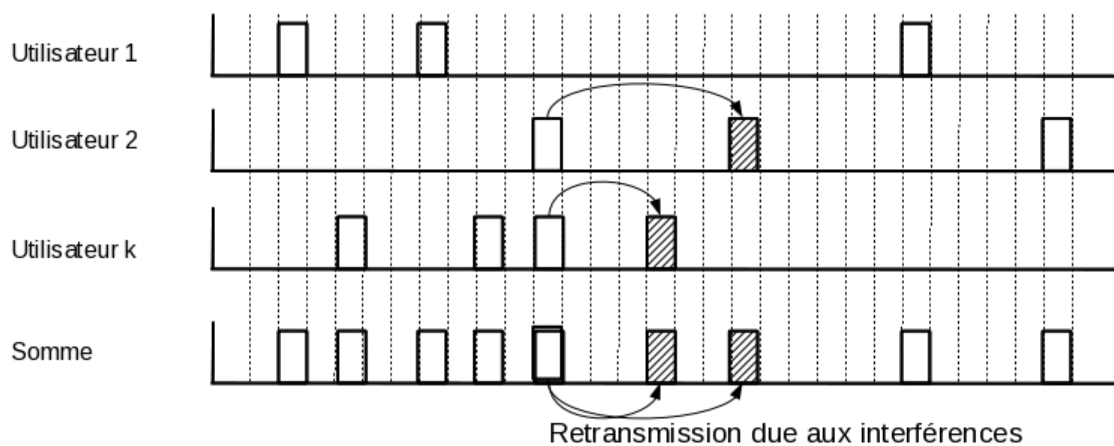


Figure 1.2: Illustration de la technique Slotted Aloha telles que décrite dans [1]

Cette faible performance a conduit à l'apparition du Carrier Sense Multiple Access (CSMA) [2] qui a introduit un mécanisme permettant de déterminer l'état du canal : Clear Channel Assessment (CCA). Le taux d'utilisation du canal dans cette technique atteint un maximum de 85% [2]. Un résumé des performances des différentes techniques d'accès aléatoire est présenté sur la Figure 1.3 et le Tableau 1.1 [3].

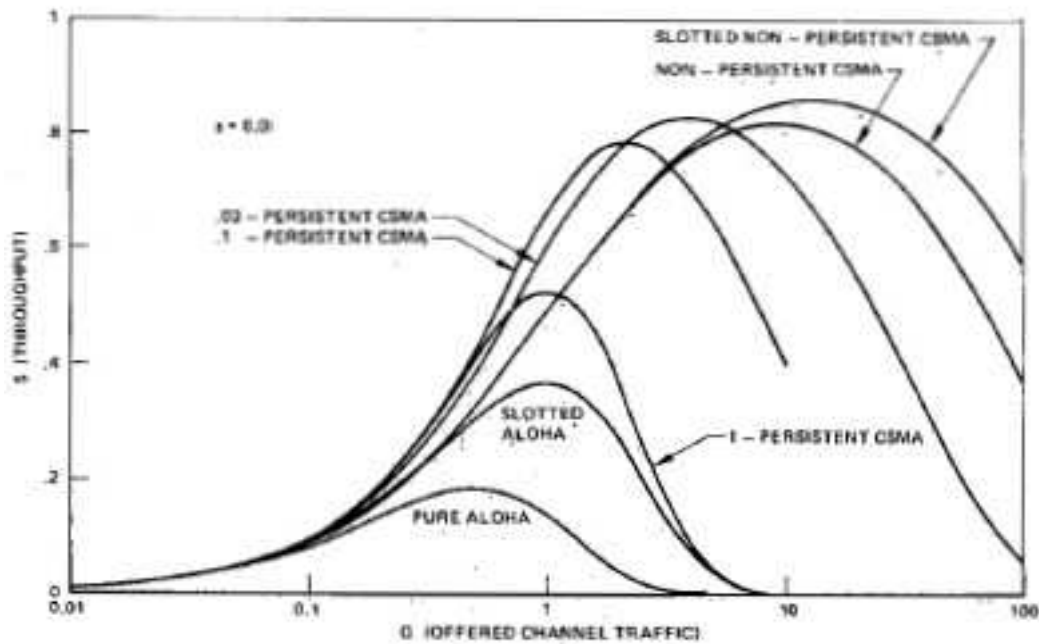


Figure 1.3: Performances des techniques d'accès aléatoires telles que décrites en [3]

Tableau 1.1: Performances des différentes méthodes d'accès aléatoires telles que présentées en [3]

Protocol	Capacity
Pure ALOHA	0.184
Slotted ALOHA	0.368
1-Persistent CSMA	0.529
Slotted 1-Persistent CSMA	0.531
0,1-Persistent CSMA	0.791
Non-persistent CSMA	0.815
0,03-Persistent CSMA	0.827
Slotted Non-persistent CSMA	0.857
Perfect Scheduling	1.000

Les optimisations apportées au CSMA ont conduit à diverses variantes, la plus connue étant le protocole d'accès au support du 802.11 (Figure 1.4). Les plus importantes évolutions du CSMA sont :

- L'introduction du mécanisme Virtual Carrier Sensing (VCS) qui consiste à l'échange de trames Request To Send/Clear To Send (RTS/CTS) [4] [5]. La trame RTS est émise par l'émetteur, un nœud qui reçoit une telle trame répond par un CTS s'il en

est le destinataire. La trame CTS contient la durée nécessaire pour l'échange complet de la trame de donnée. Les autres stations qui reçoivent le CTS attendent la fin de l'échange avant de solliciter l'utilisation du support, grâce à un Network Allocation Vector (NAV). Le NAV est utilisé notamment dans les standards 802.11 et 802.16.

- L'utilisation de l'algorithme du *back-off* exponentiel proposé depuis les premières versions du standard 802.11. Cet algorithme consiste au tirage d'une durée aléatoire avant l'accès au support. La détection d'un signal pendant cette durée engendre le report de la transmission.
- L'utilisation du DVCS (Directional Virtual Carrier Sensing) qui est une amélioration du protocole 802.11 pour la prise en compte des antennes directives [6].
- L'introduction de la priorité avec une discrimination suivant la classe de trafic pour la prise en compte de la QoS a été proposée dans le standard 802.11e. La classification des flux est basée sur le 802.3d.

Ces protocoles, ayant pour caractéristiques communes l'accès aléatoire au support radio, sont souvent utilisés comme techniques d'accès principales dans les réseaux locaux et personnels sans fil. Ils sont également utilisés dans les réseaux métropolitains pour l'obtention du support. Le canal RACH (Random Access Channel) du Global System for Mobile Communication (GSM) utilise la technique d'accès Slotted-ALOHA pour obtenir des tranches de temps utilisées en TDMA.

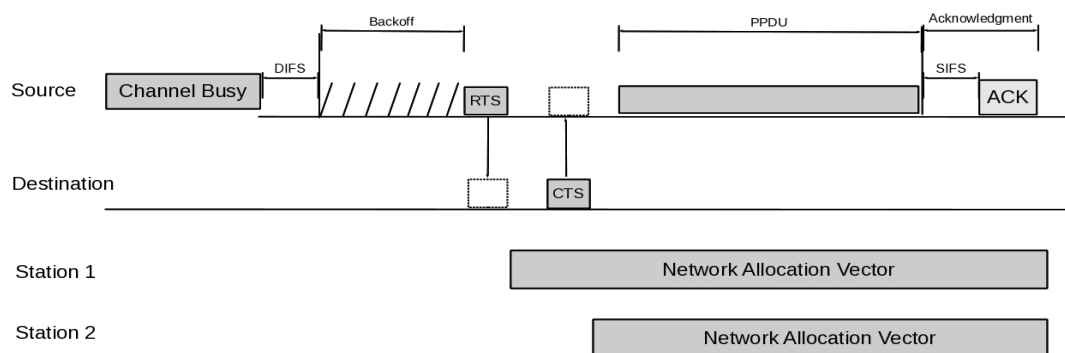


Figure 1.4: Améliorations apportées au protocole CSMA telles que décrites dans [5]

1.1.2 Les protocoles d'accès au médium déterministes

A l'inverse des protocoles non déterministes, les méthodes d'accès déterministes ont l'avantage de fournir un accès garanti au support. La QoS y est garantie, parmi ces protocoles nous avons :

- La technique Frequency Division Multiple Access (FDMA) : accès multiple par répartition de fréquences. Dans cette technique le multiplexage est effectué en allouant différentes porteuses aux communications concurrentes.

- La technique Time Division Multiple Access (TDMA) présentée sur la Figure 1.5, où le support est divisé en petites tranches allouées aux différents équipements du réseau en exclusion mutuelle. Les tranches de temps sont obtenues généralement après un accès aléatoire.

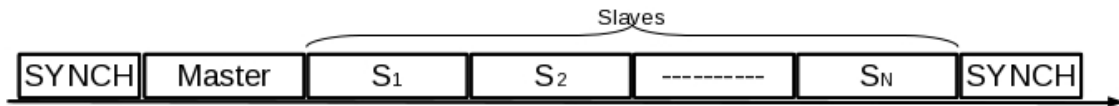


Figure 1.5: Illustration de l'allocation en TDMA

- La technique Code Division Multiple Access (CDMA) : accès multiple par répartition de codes est une technique où un code particulier est attribué à chaque utilisateur. L'orthogonalité des codes d'accès permet une réception correcte même en cas d'interférence. C'est le mécanisme utilisé dans la technologie Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)

1.1.3 Le partage du support pour des transmissions utilisant la technique Impulse Radio UltraWide Band

1.1.3.1 L'interférence multi-utilisateur

Plusieurs études sur l'accès multiple, avec ou sans l'utilisation de séquences de saut pseudo aléatoires ou *pseudo random time-hopping-sequence*, ont été effectuées [7] [8]. La Figure 1.6 illustre l'état d'évolution de ces travaux depuis 1993 ainsi que la place de cette thèse par rapport à ces derniers. Ces études peuvent se subdiviser en deux classes. La première classe modélise IR-UWB suivant une approche analytique pour dériver une expression analytique permettant d'évaluer le taux d'erreurs binaire Bit Erreur Rate (BER) en fonction du rapport signal sur bruit Signal to Noise Ratio (SNR). Les études de cette classe ont essentiellement pour but une caractérisation de la couche PHY. La deuxième classe a pour but une caractérisation de la couche PHY ainsi que la mise en œuvre d'une architecture permettant la simulation de réseaux basée sur la caractérisation effectuée.

Parmi les modèles d'évaluation analytique nous avons ceux présentés en [7] [8] [9] [10] et [11]. Dans [8], une description de IR-UWB avec l'utilisation de séquence de *time-hopping* est donnée avec les différentes formes de train d'impulsions possibles, à savoir :

- Les trains d'impulsions uniformément espacées : dans cette forme, les impulsions sont uniformément espacées d'une durée égale à T_f . L'expression correspondante à ce type de train d'impulsions est donnée par l'équation 1.1. Cette technique est la plus simple, elle permet l'accès *multi-utilisateur* et la réception multiple mais elle reste très sensible aux collisions catastrophiques comme dans le protocole ALOHA.

$$s^{(k)}(t) = \sum_j w(t - jT_f) \quad (1.1)$$

- Les trains d'impulsions basés sur l'utilisation de séquences *pseudo-aléatoires* : dans cette forme, la position de l'impulsion dans la trame est choisie suivant une séquence *pseudo-aléatoire*. Ce qui permet non seulement d'éviter les collisions catastrophiques mais aussi de rendre les communications plus sécurisées. L'expression représentant le signal transmis est représentée sur l'équation 1.2

$$s^{(k)}(t) = \sum_j w(t - jT_f - c_j^k T_c - \delta d \left[\frac{j}{n} \right]) \quad (1.2)$$

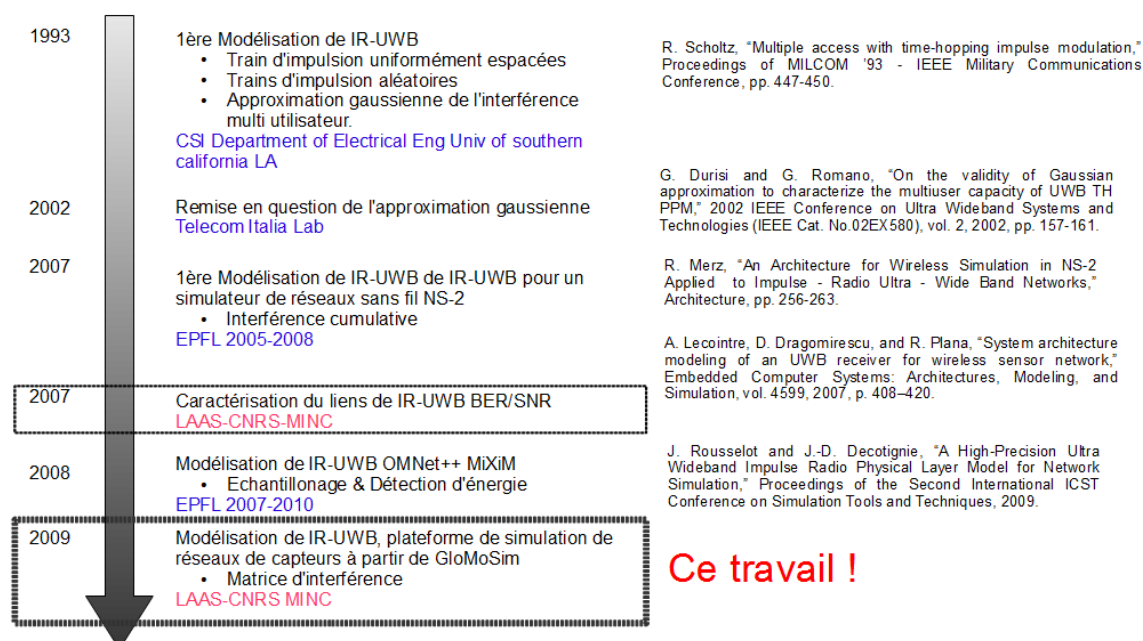


Figure 1.6: Travaux IR-UWB dans le même contexte que cette thèse

A partir des formulations analytiques précédentes, [8] dérive une expression du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit. Cette expression est basée sur une approximation gaussienne de l'interférence *multi-utilisateur*. Dans [12] et [13], une étude sur les limites de la validité de cette approximation est présentée. La conclusion montre que l'approximation gaussienne conduit à une évaluation optimiste du BER et que la différence entre l'approximation théorique et une simulation dépend du débit.

1.1.3.2 Modèle de simulation

Dans [14], une architecture de modélisation de IR-UWB est présentée pour le simulateur NS-2 (Network Simulator 2). C'est la première modélisation de IR-UWB destinée à un simulateur de réseaux de télécommunication. Le modèle présenté concerne les couches MAC et PHY. Il comble tout d'abord les insuffisances du simulateur NS-2 en

apportant:

- Un modèle de réception complet de paquets au niveau de la couche PHY.
- Un modèle de réception multiple dans le cadre de l'accès multiple par répartition de codes.
- Un modèle de détection et d'acquisition.
- Un modèle d'évaluation de l'interférence *multi-utilisateur*.
- Un modèle de réception basé sur l'évaluation du Bit Error Rate (BER).

Ce modèle apporte plus de précision au simulateur NS-2, il utilise la notion d'interférence cumulative au lieu d'une simple approximation gaussienne pour la prise en compte de l'interférence *multi-utilisateur*. Cependant l'interférence cumulative elle même est prise en compte sur la base d'une autre approximation qui peut être évitée comme nous le démontrons par la suite dans le *Chapitre3 : Architecture de modélisation et simulation de la technique Impulse Radio UltraWide Band*. En effet, le calcul de l'interférence cumulative se fait sur l'intervalle de temps où les transmissions concurrentes se recouvrent ou se chevauchent avec la réception de l'utilisateur qui nous intéresse : (T_{overlap}). L'évaluation de cette interférence est effectuée suivant l'équation 1.3.

$$I_c = \Gamma \left(\sum_{(i \neq j)} T_{\text{overlap}}^{(k)} P_{rx}^{(k)} \right) + \gamma \left(\sum_{(i \neq l)} T_{\text{overlap}}^{(l)} P_{rx}^{(l)} \right) \quad (1.3)$$

Dans l'équation 1.3, Γ prend en compte l'orthogonalité moyenne pour des transmissions utilisant la même séquence de saut tandis que γ prend en compte l'orthogonalité moyenne pour des transmissions utilisant des séquences de saut différentes et P_{rx} est la puissance reçue. L'évaluation du rapport Signal à Interférence et Bruit (SINR) est effectuée suivant l'équation 1.4.

$$SINR = \frac{P_{rx}^{(i)}}{I_c + N_{th}} \quad (1.4)$$

Dans [15], une modélisation de IR-UWB est proposée pour le simulateur Objective Modular Network test bed in C++ (OMNet++) [16] et la librairie Mixed Simulator (MiXiM) [17]. Ce modèle concerne plus particulièrement la couche PHY du standard 802.15.4a qui utilise la technique de modulation par position du burst ou Burst Position Modulation (BPM). Les modèle d'émetteur et de récepteur sont bien définis. Le récepteur est basé sur la détection d'énergie et il est modélisé au niveau impulsionnel. En effet, chaque impulsion est représentée par trois points dans le modèle de simulation proposé : l'instant de début, le pic et la fin, tous sauvegardés en mémoire dans une liste. Cette représentation est basée sur une impulsion triangulaire, les autres points de l'impulsion étant obtenus par interpolation. Cette méthode semble rajouter plus de complexité que nécessaire à la modélisation, surtout dans un contexte de simulation à événements discrets. Car, comme dans le modèle que nous présenterons par la suite, il est possible de dériver à partir du

temps de simulation courant les différentes impulsions en cours de réception grâce à l'utilisation d'une *matrice d'interférence* et d'une condition d'interférence bien formalisée. De plus, ce modèle émet l'hypothèse d'un temps de cohérence du canal supérieur à la durée des trames. Ce qui implique que toutes les impulsions contenues dans une même trame sont reçues avec une puissance égale. Il faut également rajouter que l'information la plus intéressante au niveau de la modélisation de la détection est le SINR.

1.1.3.3 Les protocoles d'accès au médium proposés pour IR-UWB

Quatre nouvelles propositions de protocoles d'accès au médium ont été faites pour IR-UWB [18] :

Une couche MAC basé sur un codage canal dynamique ou Dynamic Channel Coding MAC (DCC-MAC) présenté en [19] [14]. Ce protocole est basé sur une analyse des différents critères à optimiser pour l'obtention d'un protocole optimal pour IR-UWB [20]. Les critères identifiés sont le débit (à maximiser) et la consommation d'énergie (à minimiser). L'idée de base consiste à laisser les nœuds transmettre sans contrôle de puissance et adapter le taux de codage en fonction de l'interférence produite par les autres utilisateurs. Pour cela, plusieurs taux de codages sont définis à l'avance. Le taux de codage à utiliser est obtenu à partir des performances de l'algorithme de décodage, lors du traitement de la trame en cours. Sur la base de ce traitement, on décide de conserver, diminuer ou augmenter le taux de codage courant.

Deux nouvelles catégories de protocoles sont présentées dans [21] [22] [23], MAC Multicanaux pour IR-UWB. La première regroupe des protocoles basés sur ALOHA dénommée M-ALOHA pour Multichannel ALOHA tandis que la deuxième est basée sur l'utilisation d'un mécanisme de détection des impulsions sur le canal, Pulse Sense Multiple Access (PSMA). Cette catégories est dénotée M-PSMA pour Multichannel PSMA. Le M-PSMA est mis en œuvre grâce à l'utilisation d'un circuit dédié pour la détermination de l'état du canal (Pulse Sensor). L'idée de base est qu'avec IR-UWB, durant une communication, le canal reste libre durant les intervalles situés entre deux impulsions consécutives. Le protocole M-ALOHA autorise les transmissions concurrentes pour profiter de ces espaces libres tandis que le protocole M-PSMA procède à une écoute préalable du médium pour détecter une activité. Dans ce dernier, si le médium est occupé, la transmission est reportée, sinon elle est effectuée. Dans chacun de ces deux protocoles, les trames reçues par le récepteur sont systématiquement acquittées. Si le récepteur ne reçoit aucun acquittement après une durée fixée (Timeout), la trame est retransmise : ARQ (Automatic Repeat reQuest).

Cette proposition contient également une architecture de réception multiple pour IR-UWB utilisant la technique *time-hopping* dans laquelle les impulsions sont espacées suivant une séquence pseudo aléatoire. Cette architecture est basée sur l'utilisation de plusieurs horloges, chaque horloge se synchronise sur une réception particulière (Figure 1.7). Il faut remarquer que ce type d'architecture ne marche que si les codes de saut sont connus à l'avance, avant même l'étape de synchronisation.

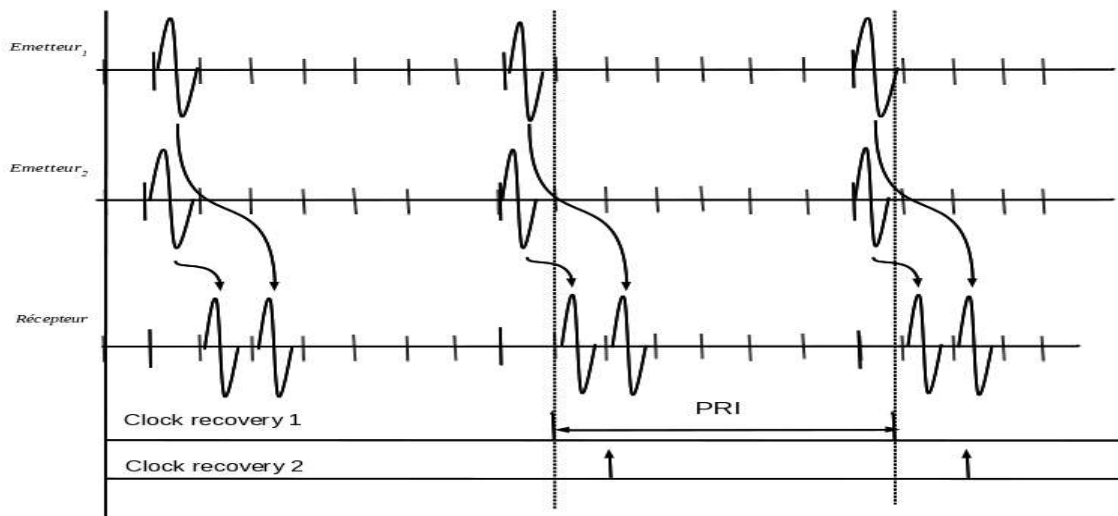


Figure 1.7: Illustration du concept de réception multiple tel que décrit dans [23]

Le protocole WideMac présenté en [24] [25] [15] est une proposition de protocole d'accès au médium destinée à IR-UWB qui essaye de profiter de la faible consommation d'énergie ainsi que de la robustesse de IR-UWB à l'interférence *multi-utilisateur* (Figure 1.8).

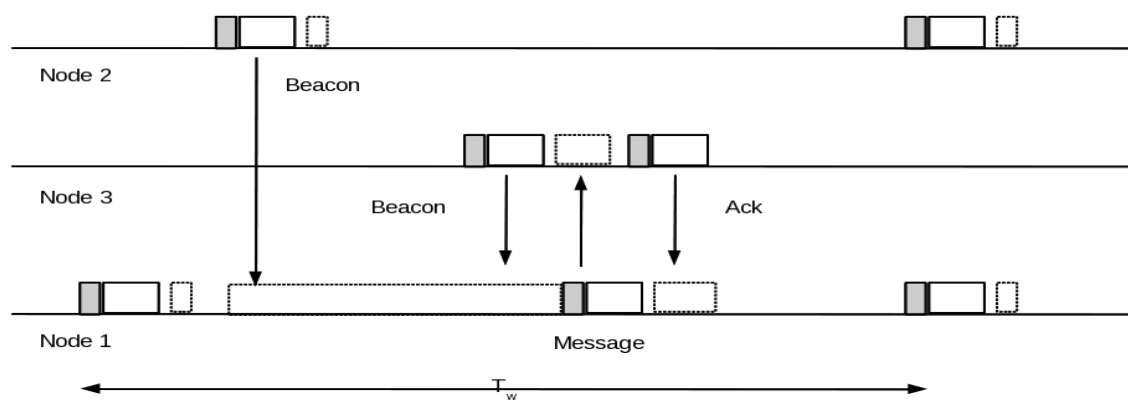


Figure 1.8: Illustration du fonctionnement de WideMac telle que décrite dans [25]

Elle est basée sur la transmission de trames balises (*Beacons*) de manière périodique et décentralisée. Chaque nœud du réseau se réveille de manière périodique, transmet un *beacon* et attend les paquets qui lui sont destinés. Lorsqu'un nœud souhaite envoyer des données en destination d'un autre, il écoute le support jusqu'à ce qu'il reçoive le *beacon* du nœud en question. A la réception du *beacon*, il exécute l'algorithme du *back-off*, attend le nombre de *slots* obtenu suivant cet algorithme avant d'effectuer sa transmission. C'est l'une des propositions les plus intéressantes de couches MAC pour IR-UWB grâce à son mode de fonctionnement distribué. Il faut cependant noter que ce protocole possède un mode de fonctionnement proche du protocole du standard 802.11 en mode ad hoc. Il existe une implémentation d'un protocole similaire dans [26].

Le protocole (UWB)² présenté en [27] est un protocole d'accès au médium non coordonné qui essaye de tirer profit au maximum des avantages de la technique IR-UWB. Ses objectifs principaux sont le transfert de données et la localisation. Le contrôle d'accès est basé sur ALOHA et vu qu'aucune hypothèse n'est émise sur une connaissance à priori des séquences de *time-hopping*, il définit un mécanisme permettant leur acquisition lors de la phase de synchronisation qui précède la charge utile de la trame. La séquence de synchronisation est à priori connue par tous les nœuds du réseau. Ce mécanisme est basé sur un schéma hybride d'allocation des codes [28]. Un code commun est utilisé lors de la phase de synchronisation, ce qui permet en même temps l'acquisition du code privé utilisé pour le transfert. L'architecture proposée pour la mise en œuvre de cette technique est basée sur deux filtres (Figure 1.9). Le premier est utilisé pour l'acquisition de la synchronisation et le deuxième pour les impulsions. Cette architecture, quoique complexe reste adaptée aux besoins du protocole proposé.

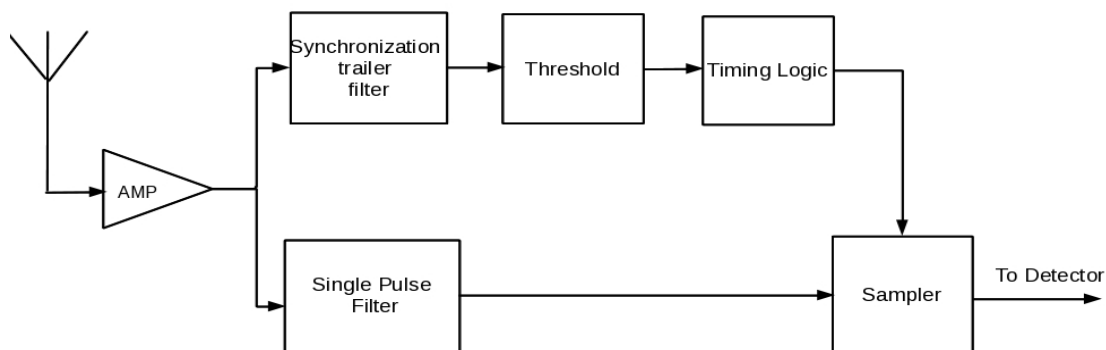


Figure 1.9: Architecture du récepteur UWB² telle que présentée en [27]

1.1.4 Les méthodes d'accès pour la bande des 60 GHz

1.1.4.1 Les protocoles de partage du support envisagés à 60 GHz

Après une étude de faisabilité des WVANs (Wireless Video Area Networks) à 60 GHz les références [29] [30] [31] présentent une proposition de couche MAC hybride dans le cadre de la standardisation de la nouvelle génération de réseaux WLANs à très haut débit. La technique d'accès proposée utilise une structure de *super-trame* présentée sur la Figure 1.10.

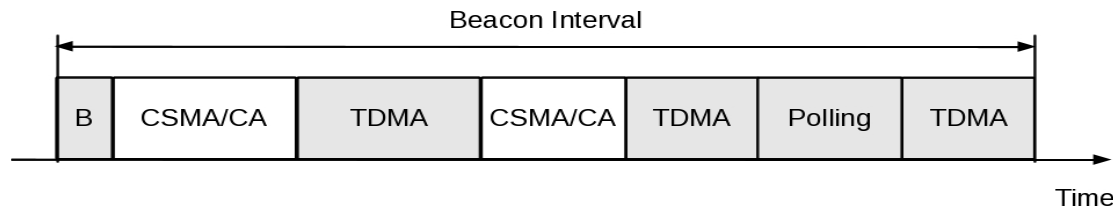


Figure 1.10: Structure de super trame telle que décrite dans [31]

L'allocation de la *super-trame* est décrite dans le *beacon* (B). Cette allocation contient une ou plusieurs périodes d'accès avec contention, une ou plusieurs parties d'accès en TDMA et une partie d'accès réservée au *polling*. La présence de diverses techniques d'accès dans la *super-trame* a pour but d'assurer une très grande flexibilité. Ce qui introduit tout de même une complexité au niveau de l'implémentation [31]. Il est proposé de procéder à une identification de la technique d'accès la mieux adaptée pour une application particulière afin d'aboutir à des implémentations simplifiées.

Une architecture basée sur la technique d'accès TDMA où l'allocation et le contrôle du réseau sont assurés par un coordinateur est présentées en [32]. Les communications sur les tranches allouées par le coordinateur peuvent s'effectuer entre le coordinateur et les équipements du WVAN (Wireless Video Area Network) ou entre les équipements eux mêmes sans l'intervention du coordinateur. Cette proposition met l'accent sur la simplicité et évite ainsi la surcharge engendrée par les techniques de type CSMA/CA ou *Polling*.

Samsung Electronics [33] [34] présente une étude portant sur les nouvelles fonctionnalités introduites dans le standard 802.15.3c pour la prise en compte du haut débit à savoir :

- L'utilisation des antennes directives.
- L'agrégation et l'acquittement de paquets agrégés.
- Les techniques de codage, uniformes et non uniformes pour la protection contre les erreurs.

Une évaluation de performances de ces fonctionnalités a été réalisée à l'aide du simulateur NS-2 après une implémentation de l'agrégation et de l'acquittement de paquets agrégés, des techniques de codage uniformes et non uniformes ainsi que l'utilisation de codes correcteurs multiples. Une technique de codage uniforme est une technique où les mots constituant la trame sont tous codés de la même manière. A l'inverse dans une technique de codage non uniforme, les bits de poids faible des mots ne sont pas codés de la même manière que les bits de poids fort. L'évaluation conclut une diminution du débit proportionnelle au taux d'erreur et à la taille des MSDUs agrégés. L'utilisation d'une technique de codage non uniforme dans laquelle les bits les plus significatifs Most Significant Bits (MSB) sont codés de manière plus robustes que les bits les moins significatifs Less Significant Bits (LSB) démontrent un taux d'erreur meilleur pour les MSBs au détriment des LSBs. On note une différence de 1.5 à 2 dB entre les performances des MSBs en termes de BER et ceux d'un codage uniforme et une différence de 1 à 2 dB entre les performances des LSBs en termes de BER et ceux d'un codage uniforme.

Pour une mesure de performances de la qualité de la vidéo dans les deux techniques de

codage, deux nouvelles métriques sont introduites : le Peak Signal to Noise Ratio (PSNR) et le Video Quality Metric (VQM). Une expérience effectuée sur une transmission à 3 Gbps codée suivant l'algorithme de codage canal Reed Solomon (RS) démontre qu'aucune d'entre elles n'est meilleure mais qu'il existe un point critique à partir duquel l'une devient plus intéressante que l'autre. Plus précisément, les performances du codage uniforme sont supérieures aux performances du codage non uniforme lorsque la connectivité entre l'émetteur et le récepteur est bonne. Ces performances deviennent inférieures lorsque la connectivité entre l'émetteur et le récepteur est mauvaise.

Intel [31] présente une évaluation de performances, analytique, des différents mécanismes d'accès susceptibles d'être utilisés à 60GHz :

- Le CSMA/CA utilisé dans le standard 802.11.
- Le TDMA utilisé dans les réseaux cellulaires et le WiMAX.
- Le *Polling* utilisé dans le Bluetooth.

L'évaluation du mécanisme CSMA/CA démontre que son efficacité est étroitement liée à la taille des *slots*. Réduire la taille des *slots*, de 32 μ s à 8 μ s conduit à doubler l'efficacité du protocole. L'évaluation du TDMA démontre de très bonnes performances pour une taille de MSDUs de 15 Kbytes, son efficacité étant trois fois supérieure à celui du CSMA/CA. L'autre avantage de ce mécanisme est qu'il permet une gestion simplifiée de la consommation d'énergie. Connaissant à l'avance leur instant d'accès, les nœuds en TDMA peuvent être aisément mis en mode basse consommation. Le problème majeur posé par ce protocole est la scalabilité, lorsque plusieurs réseaux se recouvrent. Un autre inconvénient mentionné dans [31] est la latence relativement élevée dans cette méthode. Ce qui est dû au fait qu'un nœud doit toujours procéder à une réservation avant son accès. Aussi, il est impératif d'utiliser un mode *omnidirectionnel* permettant la découverte.

Enfin, l'évaluation du *polling* démontre des performances supérieures au CSMA et s'approchant du TDMA en lui restant toutefois inférieures. Contrairement au TDMA l'utilisation du mode omnidirectionnel n'est pas impérative en *polling*, vu que les esclaves communiquent exclusivement avec le maître. L'inconvénient majeur de ce mécanisme est sa faible adaptation à la nature statistique du trafic. Il conduit à un gaspillage de bande passante par l'interrogation des nœuds même si ces derniers n'ont aucun trafic à émettre.

1.1.4.2 L'optimisation du faisceau de l'antenne directive ou beamforming et les réseaux d'antennes

Le *beamforming* est l'optimisation du faisceau de l'antenne directive, il permet à un émetteur de focaliser son faisceau vers le récepteur désiré. La technique de mise en œuvre utilisée peut être numérique ou analogique [35] [36]. Lorsque le calcul effectué pour l'optimisation du gain de l'antenne directive est réalisé à la volée à partir du signal en cours de réception, le *beamforming* est dit adaptatif, c'est le cas dans les méthodes numériques. Dans les techniques analogiques, matrice de *Butler* par exemple, un certain nombre de directions sont prédéfinies, les valeurs à appliquer aux différents ports pour orienter l'antenne dans une direction particulière sont connues à l'avance. Pour les antennes sectorisées, le *beamforming* se réduit tout simplement au choix d'un secteur. Ce qui peut être mis en œuvre à l'aide d'un *switch*.

L'utilisation des réseaux d'antennes [37] constitue le support du *beamforming*.

Plusieurs configurations sont possibles pour le réseau, parmi lesquelles nous avons : les configurations linéaires : Linear Array, les configurations circulaires pour Circular Array et les configurations planaires pour Planar Array. Nous considérons par la suite des éléments identiques pour la formalisation théorique, bien que ceux-ci puissent être différents. Le *beamforming* est basé sur l'ajustement de la phase et de l'amplitude des différents signaux en entrée des éléments du réseau d'antennes. Ce qui peut être mis en œuvre par l'utilisation de déphaseurs programmables, par l'utilisation de lignes de transmissions à délai variable ou par l'utilisation d'un algorithme adaptatif. Considérons le réseau d'antennes linéaires présenté sur la Figure 1.11, la formulation théorique du *beamforming* ici présentée est basée sur le fait que le signal incident n'atteint pas les différents éléments du réseau en même temps. Il est donc nécessaire de procéder à un ajustement de phase et/ou d'amplitude avant la sommation des sorties des différents éléments.

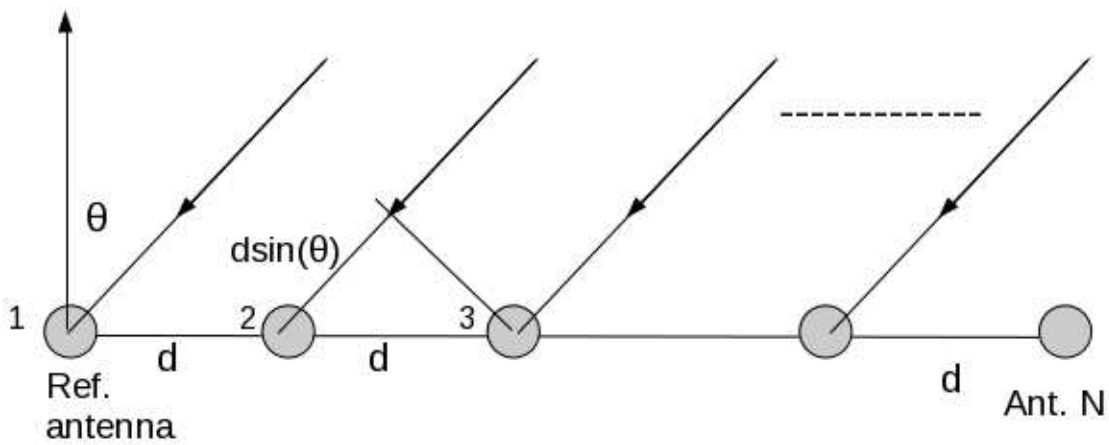


Figure 1.11: Réseau d'antennes linéaire et uniformément espacés tel que décrit dans [37]

Comme présenté sur la Figure 1.11, la distance parcourue par le signal pour atteindre l'élément $N-1$ après son arrivée à l'élément N est équivalent à $d \sin(\theta)$. Ce qui conduit à un déphasage progressif de $(N-1)k d \sin(\theta)$ par rapport à l'élément de référence. Avec $k = 2\pi/\lambda$. Si l'on dénote r_n la distance parcourue par le signal pour atteindre l'élément n après son arrivée à l'élément de référence et r_{n+1} la distance parcourue par le signal pour atteindre l'élément $(n+1)$ après son arrivée à l'élément de référence, les relations suivantes permettent d'évaluer r_{n+1} et r_n .

$$r_{(n+1)} = n d \sin(\theta) \quad \text{et} \quad r_n = (n-1) d \sin(\theta) \quad (1.5)$$

En développant r_n , on obtient :

$$r_n = n d \sin(\theta) - d \sin(\theta) = r_{(n+1)} - d \sin(\theta) \quad (1.6)$$

Cette première formalisation permet une représentation du signal total sous forme d'un produit entre le signal reçu sur un élément et un coefficient dénommé *array factor*. Ce facteur prend en compte les délais successifs engendrant une différence de phase entre la sortie des différents éléments du réseau. La sommation des différentes entrées des éléments du réseau, en considérant un signal d'amplitude constant E_0 , est présentée sur

l'expression 1.7 [37].

$$E_s^{rec} = E_0 e^{-jkr_1} + E_0 e^{-jkr_2} + \dots + E_0 e^{-jkr_N} = \quad (1.7)$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} E_0 e^{-jkr_n} \quad (1.8)$$

Avec :

$$\begin{aligned} r_2 &= r_1 - d \sin(\theta) \\ r_3 &= r_1 - 2d \sin(\theta) \\ r_N &= r_1 - (N-1)d \sin(\theta) \end{aligned} \quad (1.9)$$

A partir de là, le signal total reçu peut se représenter suivant l'expression donnée dans l'équation 1.10.

$$E_s^{rec} = E_n e^{-jkr} AF(\theta) = E_n e^{-jkr} \left[1 + e^{j(kd \sin(\theta) + \delta)} + e^{j2(kd \sin(\theta) + \delta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \sin(\theta) + \delta)} \right] \quad (1.10)$$

Ce qui conduit à une expression du *array factor* présentée sur l'équation 1.11.

$$AF(\theta) = \left[1 + e^{j(kd \sin(\theta) + \delta)} + e^{j2(kd \sin(\theta) + \delta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \sin(\theta) + \delta)} \right] = \sum_{n=1}^{n=N} e^{j(n-1)(kd \sin(\theta) + \delta)} \quad (1.11)$$

δ représentant la différence de phase entre deux éléments adjacents. Si l'on dénote $\psi = kd \sin(\theta) + \delta$. On obtient une expression plus simple du *Array Factor*, présentée sur l'équation suivante :

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^{n=N} e^{j(n-1)\psi} \quad (1.12)$$

1.1.4.3 Le beamforming adaptatif

Dans ce cas, les éléments du vecteur de poids à appliquer aux différentes entrées du réseau d'antennes sont obtenus à partir de la réception en cours. Comme nous allons le démontrer dans la section suivante, le choix du vecteur de poids optimal à appliquer au réseau d'antennes revient à retrouver la solution d'un système d'équation, ce qui peut être réalisé par inversion directe de matrice ou par l'utilisation de méthodes récursives. Comme méthode d'inversion directe nous avons la technique Direct Matrix Inversion (DMI). Comme solutions récursives nous avons les techniques Least Mean Square (LMS), Recursive Least Square (RLS) et Constant Modulus Amplitude (CMA) [38][37].

La solution de Wiener pour déterminer le vecteur de poids optimal

En Considérant le système présenté sur la Figure 1.12 et en dénotant $y(k)$ la sortie du *beamformer*, $d(k)$ le signal de références, l'erreur $e(k)$ est obtenue à partir de l'équation 1.13.

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (1.13)$$

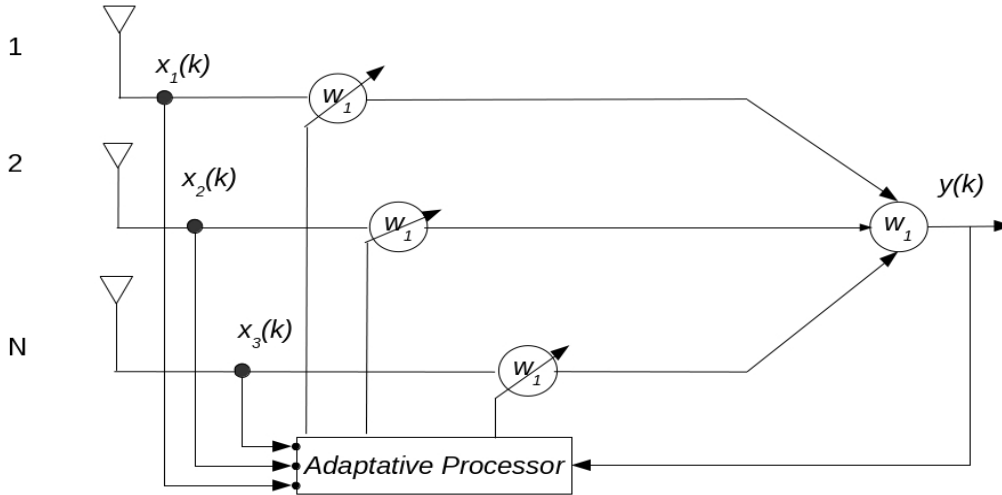


Figure 1.12: Système de beamforming à N éléments tel que décrit dans [35]

La sortie du *beamformer* lui même comme illustré sur la Figure 1.12 est obtenue à partir de l'équation 1.14.

$$y_k(\theta_0) = \sum_{n=1}^{n=N} w_n x_n(k) \quad (1.14)$$

Où w_n représente le vecteur de poids à appliquer à l'élément n du réseau. Le système de *feedback* présenté sur la Figure 1.12 permet un ajustement du poids en fonction de l'erreur observé pour le faire converger vers le vecteur de poids optimal. Dans le cas où l'objectif est une minimisation de l'erreur moyenne (Least Mean Error), l'équation 1.15 permet une évaluation de cette moyenne.

$$E[|e(k)|^2] = E[|d(k) - y(k)|^2] \quad (1.15)$$

Où E représente l'opérateur d'évaluation de la moyenne. En développant l'équation précédente on arrive à la solution de Wiener permettant une détermination du vecteur de poids optimal.

$$E[|e(k)|^2] = E[d(k) - y(k)d(k) - y(k)^*] \quad (1.16)$$

$$= E[d(k) - w^H x(k)d(k) - w^H x(k)^*] \quad (1.17)$$

$$= E[|d(k)|^2 - d(k)x^H(k)w - w^H x(k)d^*(k) + w^H x(k)x^H(k)w] \quad (1.18)$$

$$= E\left[|d(k)|^2 - r_{xd}^H w - w^H r_{xd} + w^H r_{xd} + w^H R_{xx} w\right] \quad (1.19)$$

Où R_{xx} représente la matrice de covariance et r_{xd} le vecteur de cross corrélation. Rappelons que $x(k)$ représente le signal à l'entrée du réseau et que d représente le signal de référence ou séquence de training. Cette équation est une fonction quadratique, du style $ax^2 + bx + c$, son minimum peut être obtenu en utilisant l'opérateur gradient ∇ , une simple dérivation.

$$\nabla (E[|e(k)|^2]) = \frac{\partial}{\partial w} E[|e(k)|^2] = 0 \quad (1.20)$$

Ce qui revient à :

$$-2r_{xd} + 2R_{xx}w_{opt} = 0 \quad (1.21)$$

Et donc le vecteur de poids optimal, solution de Wiener, s'obtient à partir de l'équation suivante :

$$w_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{dx} \quad (1.22)$$

Pour que cette solution existe, il faut que la matrice de corrélation R_{xx} soit inversible, c'est-à-dire que son déterminant soit différent de zéro. De plus, la complexité de l'inversion matricielle augmente avec le nombre d'éléments du réseau d'antennes. Aussi, l'estimation de la séquence de référence suppose des conditions de réception raisonnables pour permettre un décodage correct d'une partie de la réception.

Méthode par Inversion Matricielle Directe ou Direct Matrix Inversion

Cette méthode [38] est basée sur une inversion de matrice pour l'obtention de la solution de l'équation de Wiener. Soit le vecteur X un échantillon du signal reçu, et d le signal de référence.

$$X = (X(1), X(2), \dots, X(k)) \quad (1.23)$$

Avec

$$X(1) = S(1)a(\theta) + n(1) \quad (1.24)$$

La matrice de covariance de X notée R_{xx} est obtenue suivant l'équation 1.25 et la cross corrélation est obtenue suivant l'équation 1.26.

$$R_{xx} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K X(k) X(k)^T = \frac{1}{K} X X^T \quad (1.25)$$

$$r_{xd} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K X(k) d(k)^T = \frac{1}{K} X d^T \quad (1.26)$$

La solution optimisant le vecteur de poids obtenu à partir de l'équation de Wiener s'obtient à partir de l'équation 1.27.

$$w_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (1.27)$$

Cet algorithme converge plus rapidement que les techniques RLS et LMS. De plus, il possède l'avantage de ne pas dépendre d'une estimation de l'AoA (Angle of Arrival) du signal ni de sa puissance. Les références [39] et [40] présentent une comparaison des techniques d'implémentation de l'inversion matricielle pour le *beamforming*. Les performances de ces différentes techniques sont évaluées pour une implémentation utilisant une arithmétique à virgule fixe. Il faut pourtant remarquer que les conditions de la solution de Wiener doivent être satisfaites pour que la solution existe.

Least Mean Square

L'algorithme LMS [38] est une solution itérative, très efficace en terme de consommation de ressource, permettant d'obtenir la solution de Wiener de manière récursive. Elle est basée sur la descente du gradient (*method of steepest descent*). Le vecteur de poids à appliquer à l'étape $k+1$ est obtenu à partir du vecteur estimé à l'étape k grâce à l'équation suivante :

$$w(k+1) = w(k) + \mu (-\nabla J(k)) \quad (1.28)$$

Avec μ le paramètre de convergence, une constante réelle définie positive généralement inférieure à un et $J(k)$ la fonction d'erreur.

$$J(k) = E[|e(k)|^2] = -2r_{xd} + 2R_{xx} w(k) \quad (1.29)$$

Et donc

$$w(k+1) = w(k) + 2\mu (r_{xd} - R_{xx} w(k)) \quad (1.30)$$

En développant cette équation, on obtient :

$$w(k+1) = w(k) + 2\mu E[x(k) d^*(k) - x(k) x(k)^T w(k)] \quad (1.31)$$

$$=w(k)+2\mu E[x(k)(d(k)-x(k)^T w(k))^*] \quad (1.32)$$

$$=w(k)+2\mu E[x(k)(e(k))^*] \quad (1.33)$$

Cette technique est simple et très efficace dans certaines situations. Son principal inconvénient est son temps de convergence qui peut devenir important lorsque les paramètres ne sont pas bien choisis. Ce temps dépend du nombre d'itérations requises avant la convergence.

Recursive Least Square

L'algorithme RLS [38] est basée sur la méthode *least square* (approximation des moindres carrés). La fonction d'optimisation est donnée par l'expression 1.34.

$$\varepsilon(k)=\sum_{i=0}^{k-i} \lambda^{(k-i)} |e(i)|^2 + \delta \lambda^k \|w(k)\|^2 \quad (1.34)$$

Où $e(k)$ représente la fonction d'erreur, et λ est un paramètre prenant en compte les opérations antérieures. Un développement de cette équation permet d'obtenir une expression plus simplifiée. L'application du lemme d'inversion matricielle permet une réécriture de (1.34). On obtient ainsi :

$$\Phi(k)=\sum_i^k \lambda^{(k-i)} x(k) x^H(k) + \delta \lambda^n I \quad (1.35)$$

L'algorithme de mise à jour récursif des poids est obtenu à partir des expressions suivantes [37] :

$$\begin{aligned} k(k) &= \frac{\lambda^{-1} P(k-1) x(k)}{1 + \lambda^{-1} x^H(k) P(k-1) x(k)} \\ e(k) &= d(k) - w^H(k-1) x(k) \\ w(k) &= w(k-1) + k(k) e^*(k) \\ P(k) &= \lambda^{-1} P(k-1) - \lambda^{-1} k(k) x^H(k) P(k-1) \end{aligned} \quad (1.36)$$

Cette méthode converge 10 fois plus rapidement que la technique précédente et ne requiert pas d'inversion de matrices [41]. Sa rapidité de convergence provient du fait qu'elle remplace l'inversion matricielle de la solution de Wiener par une simple division.

Constant Modulus Amplitude

L'algorithme CMA [38] est un algorithme dit aveugle car il ne nécessite pas de signal de référence. Il est basé sur le constat que l'interférence engendre une variation de l'amplitude du signal qui autrement reste constant. La fonction d'optimisation est représentée par l'expression suivante (1.37)[41] :

$$J_n = \frac{1}{2} E[(|y(n)|^2 - y_0^2)^2] \quad (1.37)$$

L'évaluation du vecteur de poids à appliquer au différents éléments du réseau d'antennes est effectuée suivant l'expression 1.38.

$$w(n+1) = w(n) + \mu g(w(n)) \quad (1.38)$$

Avec $g(w(n))$ l'estimation du vecteur de poids à l'étape n . Le principal inconvénient de cette technique est qu'elle ne converge toujours pas.

1.1.4.4 Le codebook beamforming

A la différence des techniques de *beamforming* précédentes, le *codebook beamforming* est basé sur l'utilisation d'un ensemble de codes prédéfinis [42] [43] [44] [45] [46] [47] [48] . Il se présente sous la forme d'une matrice où chaque colonne représente un élément du code. Chacun de ces éléments représente le vecteur de poids correspondant à une direction particulière. Les travaux réalisés au National Institute of Information and Communications Technology (NICT) et à Tensorcom classifient les diagrammes en quatre types suivant leurs résolutions qui sont : *QuasiOmni*, *Sector*, *Beam* et *High Resolution Beam*, de la plus grande à la plus faible résolution (Figure 1.13). Le premier n'a pas d'utilité pour le protocole de *beamforming* et l'utilisation du dernier est optionnelle.

Le protocole proposé sur la base de cette définition se déroule en deux étapes.

- Une étape permettant aux entités impliquées dans le *beamforming* de choisir les meilleurs secteurs à utiliser. Dans cette phase l'émetteur transmet K fois sur chacun de ses secteurs, avec K le nombre total de secteurs, ce qui permet au récepteur de tester une réception sur chacun de ses secteurs. Il détermine alors le secteur sur lequel le gain de réception est maximal. A la fin de cet échange le récepteur effectue la même procédure, ce qui permet à l'émetteur précédent d'effectuer la même procédure.
- Une étape permettant aux entités impliquées de choisir les meilleures *beams* à utiliser. Dans cette phase l'émetteur transmet N fois sur chacun de ses *beams*, avec N le nombre total de *beams*, ce qui permet au récepteur de tester une réception sur chacun de ses *beams*. Il détermine alors le secteur sur lequel le gain de réception est maximal. A la fin de cet échange le récepteur effectue la même procédure, ce qui permet à l'émetteur précédent d'effectuer la même procédure.

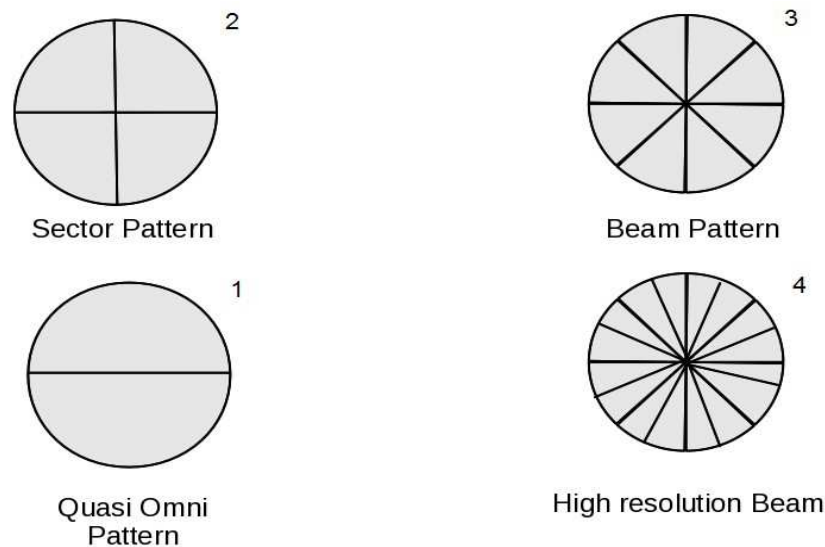


Figure 1.13: Les différents types de diagrammes de rayonnements dans le codebook beamforming tels que décrits dans [34]

Les avantages de cette technique, comparée à une recherche exhaustive sont présentés dans [42]. Pour un réseau de 16 secteurs avec quatre *beams* par secteur, le temps d'exécution de l'algorithme de *beamforming* est de 246.706 μ s dans un canal sans erreur. Avec une recherche exhaustive, ce temps devient égal à 37.57 ms pour une configuration asymétrique.

Cette technique est plus flexible que les techniques de *beamforming* analogiques (*matrice de Butler*, *switched beam*) car le *codebook* reste modifiable. Elle n'atteint cependant pas la flexibilité obtenue par l'utilisation des techniques adaptatives, même si elle reste plus performante en consommation de ressource que ces dernières. Un autre avantage majeur est qu'elle ne requiert ni inversion matricielle ni signal de référence.

1.1.4.5 Conclusion

Le *beamforming*, basé sur l'utilisation d'un réseau d'antennes peut se dérouler de différentes manières. Nous avons présenté les méthodes adaptatives et celles basées sur l'utilisation d'un *codebook*. Les premières ont l'avantage d'assurer une grande flexibilité mais nécessite une inversion matricielle. Cette inversion pouvant se faire de manière récursive. Elles ont l'inconvénient de nécessiter d'importantes ressources, dans le cas d'une inversion directe et requiert aussi un signal de référence, pour l'estimation de l'erreur. Les méthodes de *beamforming* basées sur l'utilisation d'un *codebook*, quoique plus efficaces en termes de consommation de ressources, nécessitent un échange de messages au niveau du protocole d'accès au support permettant la sélection du meilleur *beam*. Elles restent moins flexibles que les méthodes adaptatives mais très performantes quand même.

1.2 Simulateurs de réseaux de microsyctèmes communicants

1.2.1 Caractéristiques des simulateurs

Un élément important dans l'étude d'un simulateur est son moteur qui fonctionne comme un ordonnanceur : les caractéristiques ainsi que les performances de ce dernier sont déterminantes. Les outils de simulation peuvent être vus comme une pile de machines dont le socle est le matériel. Leur objectif étant une représentation fidèle de l'environnement cible, ils procèdent par une abstraction des vraies entités présentes dans le réseau ainsi que des interactions dans lesquelles elles sont impliquées.

D'un point de vue global, les entités présentes sont des nœuds, qui interagissent par envoi et réception de messages. En conformité avec le modèle de référence OSI [49], on retrouve au sein de chaque entité les différents niveaux de la pile protocolaire. Des interactions sont aussi possibles entre ces niveaux. A cela s'ajoute une représentation du support de communication, une modélisation du phénomène capté et du canal de captage dans le cas particulier des réseaux de capteurs. Comme nous le verrons plus loin, différentes méthodes d'abstraction peuvent être utilisées. Les nœuds peuvent par exemple être représentés par des processus légers (*Threads*), des objets, ou être rassemblés au sein d'une même structure. Les envois et réceptions de messages sont généralement abstraits en événements qui modifient l'état interne du système.

Le moteur de simulation a la charge de coordonner les différentes interactions entre entités par la gestion de cet état, c'est lui qui assure les différentes transitions [50] [51]. Pour cela en son sein est utilisée une méthode formelle basée sur la simulation à événements discrets [52][53] (Figure 1.13).

L'ensemble des outils présentés ici utilise ce concept. Elle se caractérise par le fait que les transitions sont uniquement déclenchées par l'occurrence d'événements. Concrètement on utilise un échancier et une file d'attente. A l'occurrence d'un événement, une notification est envoyée aux entités impliquées pour l'exécution de la routine associée [54].

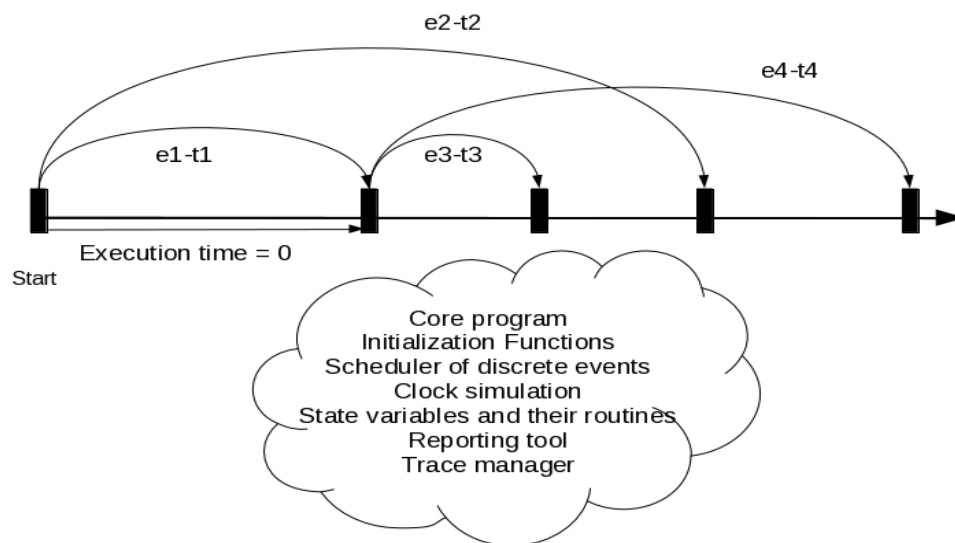


Figure 1.14: Principe générique de la simulation à événements discrets tel que décrit dans [53]

Une autre caractéristique importante de l'outil de simulation est l'architecture logicielle utilisée : approche orientée objet, composant, ou fonctionnelle. De cette caractéristique peut se déduire un certain nombre de critères d'évaluation. Comme exemple, un outil conçu suivant une approche fonctionnelle est moins réutilisable qu'un outil utilisant une approche orientée objets ou composants. La modularité de la conception est également un point important de l'architecture, elle concerne la structure des différents modules constituant l'outil ; au sein d'un module sont rassemblés un certain nombre de fonctionnalités.

1.2.2 Critères d'évaluation

Un certain nombre d'attributs sont couramment utilisés pour l'évaluation de la qualité des outils disponibles. Parmi eux, nous avons [55]:

- **La fidélité ou précision du modèle** : elle définit le degré de concordance entre l'outil conçu et la représentation réelle du modèle cible.
- **La performance du moteur de simulation** : elle dépend non seulement de l'approche utilisée dans sa mise en œuvre, mais aussi de la plateforme. Les langages trop évolués sont connus pour leur lourdeur due à leur gourmandise en ressource de calcul.
- **Le passage à l'échelle ou scalabilité** : il exprime la capacité de l'outil à supporter la simulation d'un nombre important de nœuds. Il dépend surtout de l'approche utilisée au niveau de l'abstraction. Il est clair que la représentation d'un nœud par un objet ou par un processus n'assurera pas une représentation possible d'un grand nombre d'entités.
- **Richesse** : Exprime la disponibilité de protocoles (conçus pour différents niveaux du modèle de référence) ou de modèles déjà validés au sein de la communauté scientifique. Nous nous intéresserons surtout à la richesse au niveau des couches

MAC et PHY.

- **L'extensibilité** : définit la possibilité mais aussi l'aisance avec laquelle un usager pourra rajouter et tester ses propres modèles.
- **La facilité d'utilisation** : elle peut être évaluée par la présence ou la puissance d'outil de visualisation, de support de description de topologie, de support de débogage etc.
- **La facilité d'analyse des résultats** : elle exprime le degré de facilité avec lequel l'on peut interpréter les résultats produits. Cela dépend surtout de leur présentation (tableur, fichier, écran).
- **La plate forme d'exécution** : caractérise la machine abstraite sur la (les) quel (les) l'outil est compatible (système d'exploitation et compilateur).
- **Le parallélisme** : il définit la capacité de l'outil à fonctionner de façon distribuée (en parallèle) sur plusieurs machines. Ce qui augmente bien sûr la quantité de ressources (Puissance de calcul, Mémoire) disponibles.
- **Le type de licence** : il définit, pour chaque entité (personne physique ou morale), comment se procurer d'une version de l'outil en toute légalité.

1.2.3 Quelques simulateurs

Dans cette partie, nous présentons quelques simulateurs dédiés ou pouvant servir de support à l'élaboration d'un simulateur de réseaux de microsystèmes communicants [55] [56] [57] [58].

1.2.3.1 *GloMoSim*

GloMoSim pour Global Mobile Information System Simulator [59][60] est un simulateur conçu à l'origine pour la simulation de réseaux mobiles à grande échelle. Il est construit à partir du langage Parsec. Le Parsec pour Parallel Simulation Environment for Complex System est un langage de simulation parallèle dérivé du C. C'est un C auquel sont rajoutées des fonctions d'envoi, de réception de message et de gestion de *timer* [61]. L'élément de base dans le Parsec est l'entité. *GloMoSim* profite de cet aspect. Il est conçu suivant une conception modulaire et hiérarchique, dans laquelle, un ensemble de nœuds sont agrégés au sein d'une seule entité Parsec : *partition*. De même, la pile de protocole est agrégée dans une seule entité de façon très fidèle au concept de structuration en couche du modèle Transport Control Protocol/Internet Protocol (TCP/IP) [49]. Ces deux techniques d'agrégation lui confèrent une très bonne scalabilité (support pour la simulation de milliers de nœuds). Les interactions *inter-couches* se font très simplement par l'utilisation d'APIs (Application Programming Interface) réutilisables et extensibles (Figure 1.15). Quant aux autres interactions entre les nœuds et la gestion de *timer*, elles sont assurées par le moteur de simulation. *GloMoSim* constitue l'un des simulateurs les plus riches, avec des modèles très évolués au niveau des couches basses, auxquels nous nous intéressons. Il se vend en version commerciale sous le nom de *QualNet* [62] qui propose dans sa version 4.5 une implémentation de la pile protocolaire du 802.15.4.

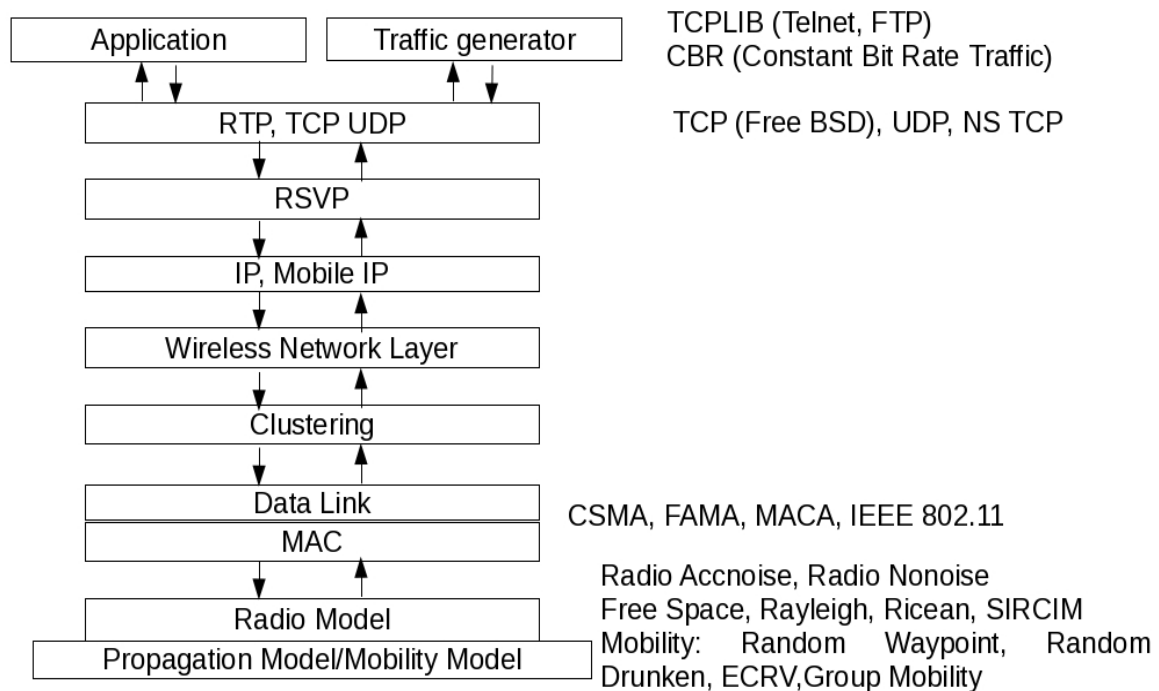


Figure 1.15: GloMoSim/QualNet tel que décrit dans [60]

1.2.3.2 NS-2

Pour Network Simulator 2 (NS-2) [63] est certainement le plus populaire des simulateurs de réseaux donc utile pour la comparaison de protocoles. Il est conçu à partir du langage C++, suivant une approche orientée objet (voir Figure 1.16). Les entités de la simulation sont abstraites en classes d'objets. Sa richesse, réutilisabilité et extensibilité justifient sa popularité. Il dispose de nombreux modèles déjà disponibles, parmi lesquels des modules destinés à la simulation de réseaux sans fil.

Parmi les inconvénients de cet outil nous avons le manque de scalabilité dû à l'approche de conception orientée objet (100 nœuds au plus [55]). Nous pouvons aussi remarquer une faible richesse au niveau des couches basses MAC-PHY et une modélisation moins précise du canal par rapport à *GloMoSim*. De plus, le contrôle de la simulation se faisant à l'aide d'un langage de script, Object Tool Command Language (OTCL), peu connu, sa prise en main s'avère délicate.

Plusieurs outils, basés sur NS-2 ont été proposés pour des réseaux de capteurs, parmi lesquels:

- *Mannasim* [64], très récent, écrit en *Java*, dans le but de proposer un ensemble de modules dédiés aux réseaux de capteurs.
- *SensorSim* [65] avec de très bonnes spécifications.
- *Sense* [66] réalisé sur COST pour Component Oriented Simulation Toolkit (langage de simulation parallèle), apporte une amélioration significative au niveau de la gestion des paquets dans NS-2 pour résoudre le problème de scalabilité.

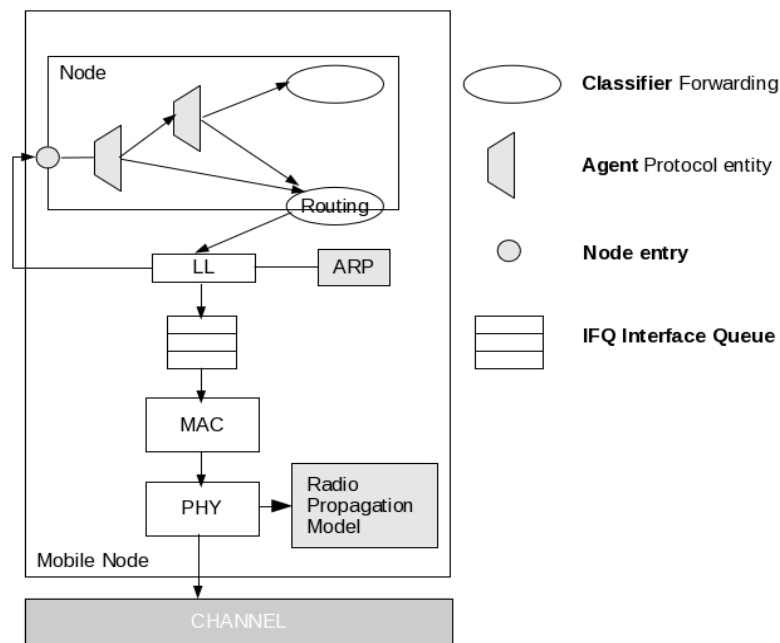


Figure 1.16: Architecture générale d'un nœud mobile dans NS-2 telle que décrite dans [63]

1.2.3.3 OMNet++

OMNet ++ pour Objective Modular Network Test bed in C++ [16] , l'un des plus réussis parmi les simulateurs proposant une amélioration de NS-2. Pour palier les problèmes de scalabilité de NS-2, OMNet ++ utilise une approche orientée composant. Son plus bas niveau de granularité pour l'abstraction reste les classes d'objets, les interactions se font donc à partir de la spécification des interfaces fournies (voir Figure 1.17). Il se présente comme un ensemble de modules interconnectés et organisés de façon hiérarchique. Les modules définis sont extensibles et réutilisables. Son outil de visualisation, très puissant, permet une description complète des scénarios basée sur le langage NED, ce qui lui confère une très bonne facilité d'utilisation. Sa facilité de prise en main, sa disponibilité en licence libre pour les plateformes Windows et Unix expliquent son gain croissant de popularité.

De nouveaux outils s'inspirant de lui ont donc été proposés, dans le but de remédier à ses faiblesses. Parmi eux nous avons :

- L'outil de développement dans le projet européen EYES [67] pour la prise en compte de la mobilité et une modélisation de la consommation d'énergie.
- Le simulateur CASTALLIA [68] pour l'ajout de fonctionnalités dédiées aux réseaux de capteurs.

Il existe aussi un simulateur très simple et assez proche de OMNet++, qui peut servir pour des travaux concernant surtout les couches hautes de la pile de protocole : SENS [69]. En effet, SENS comme OMNet++ possède une architecture modulaire et orientée composants (au nombre de quatre : application, réseau, matériel, environnement). Ce simulateur vise directement les réseaux de capteurs et possède une modélisation fine 2D

et 3D du canal de propagation avec la possibilité de simulation d'un environnement avec des obstacles comme les murs, de l'herbe etc.. Il présente malheureusement une intégration des couches MAC-PHY non modifiables.

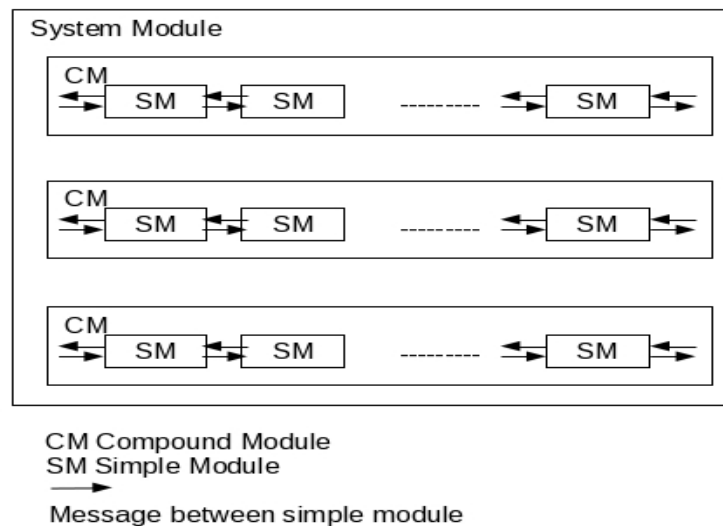


Figure 1.17: Structure de OMNet ++ telle que décrite dans [16]

Enfin, un simulateur disponible en version commerciale, Optimized Network Engineering Tools (OPNET) [70] partage à quelques différences près la même structure qu'OMNet++. Il est commercialisé par OPNET Technologies Inc. Le kit proposé se compose des outils suivants : OPNET Modeler, OPNET Planner, OPNET Model library et OPNET Analysis tool. Bien que très utilisé dans le redimensionnement des réseaux d'entreprises, il peut aussi servir de base pour le développement de nouveaux modèles. La modélisation s'effectue à partir d'automates d'états finis (AEFs), implémentés à l'aide d'un langage proche du C : le *proto C*. Concrètement, le *proto C* complète l'outil graphique de modélisation de protocole basé sur les AEFs. Le code *proto C* est associé aux événements de transition de l'automate d'états finis représentant le protocole modélisé. Ce qui confère au simulateur une grande facilité d'utilisation mais réduit la précision du code généré surtout lorsque l'on souhaite l'exporter directement sur une plateforme de prototypage.

1.2.3.4 J-Sim

J-Sim [71] , autrefois connu sous le nom de *JavaSim*, est un simulateur réalisé en *Java*. Il offre une bibliothèque de simulation de réseaux de capteurs et est conçu suivant une approche orientée composants.

Son objectif étant la mise à disposition de composants réutilisables en informatique comme cela se fait déjà en électronique pour les circuits. Son architecture se subdivise en trois types de composants : un premier pour contenir la représentation des nœuds, un deuxième pour la représentation du canal de captage et un troisième pour la représentation du canal radio (voir Figure 1.18). L'utilisation du langage *Java* pour la

réalisation du moteur de simulation constitue un handicap pour la simulation des réseaux à grande échelle. Enfin, comme dans NS-2, *J-Sim* propose que la description des scénarios se fasse par un langage de script, une extension du TCL pour *Java*, ce qui rend sa prise en main moins évidente.

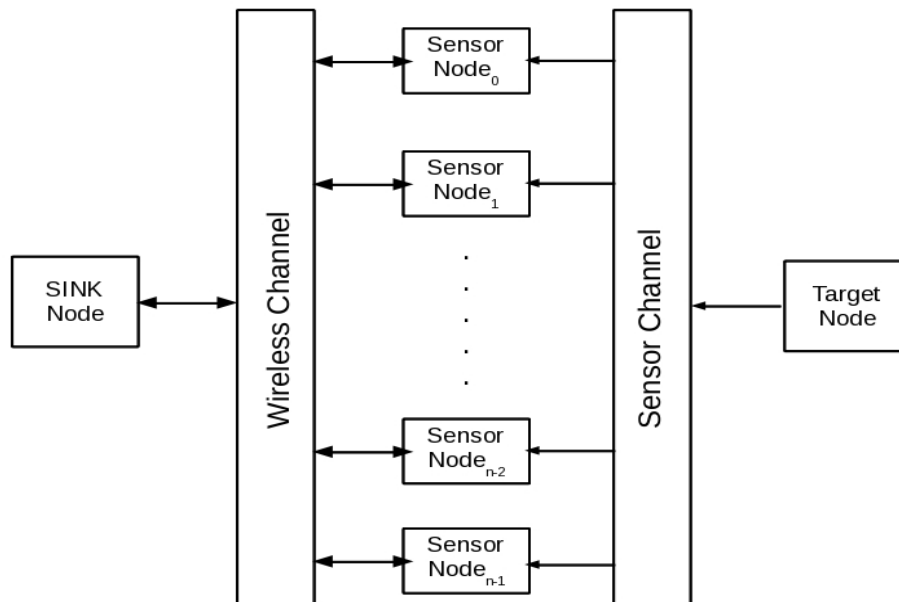


Figure 1.18: Architecture générale de *J-Sim* telle que décrite dans [71]

Il existe également un simulateur écrit en *Java* d'une structure assez proche de *J-Sim* avec plus d'accent sur la modularité de la structure, la richesse en termes de fonctionnalités : SIDH [72]. Il propose même une application des réseaux de capteurs pour l'environnement *envirotrack* [73]. Ce simulateur ne semble malheureusement pas disponible pour le grand public.

1.2.3.5 Conclusion

Une comparaison des simulateurs présentés par rapport aux critères d'évaluation définis est présentée dans Tableau 1.2. Parmi les différents simulateurs présentés dans ce tableau, nous nous intéressons aux plus importants : *GloMoSim*, *NS-2*, *JSIM* et *OMNet++*. Les différents modèles disponibles au niveau des couches basses de ces simulateurs sont regroupés dans le Tableau 1.3.

Tableau 1.2: Comparaison des simulateurs.

	Fidélité	Parallélisme	Modularité	Extensibilité	Scalabilité	Richesse
GloMoSim	+++	Oui	+++	+++	+++	+++
NS-2	++	Non	++	+	-	+++
SensorSim	++	Non	++	-	-	-
J-Sim	+++	Non	++	++	-	++
SENSE	++	Non	++	++	+++	+++
OMNet++	++	Non	+++	+++	+++	+
SIDH	++	Non	+++	-	-	-
SENS	++	Non	+	-	+	-

Évaluation : + Faible, ++ Bon, +++ Très Bon, – Très faible ou indisponible.

Tableau 1.3: Simulateurs et fonctionnalités

Simulateur	GloMoSim/QualNet	NS-2	J-Sim	OMNet ++
Modèles de canal	Free space, Two ray, Path loss matrix, Rice, Rayleigh,	Free space, Two ray, (Shadowing)	Free space, Two ray, Irregular terrain	Free space
Couche PHY	SNR Threshold, BER/SNR, interference management, Noise figure	SNR Threshold	SNR Threshold	SNR Threshold
Couche MAC	CSMA, TSMA, TDMA, MACA, 802.11 DCF, ALOHA	802.11 DCF, CSMA/CA, TDMA, Unslotted ALOHA.	802.11. DCF	802.11 DCF, ALOHA.
Réseau/Transport	TCP/IP	TCP/IP	TCP/IP	TCP/IP

1.3 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté un état de l'art des composantes principales de ce travail. Sur la technique IR-UWB nous avons présenté les modèles analytiques de base, les travaux de modélisation de l'interférence *multi-utilisateur* ainsi que les nouvelles propositions de couches MAC dédiées à IR-UWB. Dans le cadre des communications à 60 GHz, nous avons présenté les modélisations effectuées pour la prise en compte du haut débit. Nous avons particulièrement insisté sur le *beamforming*. Les méthodes adaptatives basées sur la solution de Wiener et le *codebook beamforming* ont été présentés. Dans la dernière partie consacrée aux simulateurs de réseaux de microsystèmes communicants, quatre simulateurs représentatifs des plateformes disponibles ont été détaillés. Le simulateur *GloMoSim* a été choisi dans la première partie pour la modélisation des réseaux de capteurs basés sur IR-UWB (Chapitre 4), en raison de sa scalabilité et son extensibilité. Sa version commerciale *QualNet* a été utilisée dans la deuxième partie sur la modélisation des réseaux hauts débits pour sa richesse (Chapitre 6).

1.4 Bibliographie

- [1] N. Abramson, "The ALOHA System: another alternative for computer communications," *Proceedings of the November 17-19, 1970, Fall Joint Computer Conference*, ACM, 1970, pp. 281–285.
- [2] L. Kleinrock and F. Tobagi, "Random access techniques for data transmission over packet-switched radio channels," *Proceedings of the May 19-22, 1975, National Computer Conference and Exposition*, ACM, 1975, pp. 187–201.
- [3] L. Kleinrock and F. Tobagi, "Packet Switching in Radio Channels: Part I--Carrier Sense Multiple-Access Modes and Their Throughput-Delay Characteristics," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 23, Dec. 1975, pp. 1400-1416.
- [4] P. Karn, "MACA-a new channel access method for packet radio," *ARRL/CRRL Amateur Radio 9th Computer Networking Conference*, 1990, p. 44.
- [5] D. Skordoulis, a P. Stephens, and a Jamalipour, "IEEE 802.11n MAC frame aggregation mechanisms for next-generation high-throughput WLANs," *IEEE Wireless Communications*, vol. 15, Feb. 2008, pp. 40-47.
- [6] M. Takai, J. Martin, R. Bagrodia, and A. Ren, "Directional virtual carrier sensing for directional antennas in mobile ad hoc networks," *Proceedings of the 3rd ACM International Symposium on Mobile ad hoc Networking & Computing - MobiHoc '02*, 2002, pp. 183.
- [7] P. Martigne, B. Miscopein, and J. Schwoerer, "Signaux UWB impulsionnels" *Comité National Français de Radioélectricité Scientifique, Section Française de l'Union Radio Scientifique Internationale, Journées Scientifiques "Vers des Radiocommunications Réconfigurables et Cognitives"* Mars 2006, Paris, France.
- [8] M.Z. Win and R. a Scholtz, "Impulse radio: how it works," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, 1998, pp. 36-38.
- [9] M.D. Renzo and F. Graziosi, "An exact framework for performance analysis of IR-UWB

- systems: the need for approximations,” *Communications Letters*, vol. 11, Oct. 2007, pp. 769-771.
- [10] F. Kharrat-Kammoun, C.J. Le Martret, and P. Ciblat, “Performance analysis of IR-UWB in a multi-user environment,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 8, Nov. 2009, pp. 5552–5563.
- [11] S. de Rivaz, B. Denis, M. Pezzin, and L. Ouvry, “Performance of IEEE 802.15.4a UWB Systems Under Multi-User Interference,” *2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sep. 2007, pp. 1-7.
- [12] G. Durisi and S. Benedetto, “Performance evaluation of TH-PPM UWB systems in the presence of multiuser interference,” *IEEE Communications Letters*, vol. 7, May. 2003, pp. 224-226.
- [13] G. Durisi and G. Romano, “On the validity of Gaussian approximation to characterize the multiuser capacity of UWB TH PPM,” *2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (IEEE Cat. No.02EX580)*, vol. 2, 2002, pp. 157-161.
- [14] R. Merz, “Interference management in impulse-radio ultra-wide band networks,” *Thèse N°4119 EPFL Faculté Informatique et Communications, Laboratoire pour les Communications Informatiques et leurs Applications. Programme Doctoral en Informatique, Communications et Information*. Jul. 2008.
- [15] J. Rousselot and J.-D. Decotignie, “A High-Precision Ultra Wideband Impulse Radio Physical Layer Model for Network Simulation,” *Proceedings of the Second International ICST Conference on Simulation Tools and Techniques*, 2009.
- [16] A. Varga, “The OMNeT ++ discrete event simulation system,” *Proceedings of the European Simulation Multiconference (ESM'2001)* 2001 pp. 319-324.
- [17] D. Willkomm, S. Valentin, and T. Parker, “Simulating Wireless and Mobile Networks in OMNeT++ The MiXiM Vision,” *Proceedings of the First International ICST Conference on Simulation Tools and Techniques for Communications, Networks and Systems*, 2008.
- [18] J. Haapola, A. Rabbachin, L. Goratti, C. Pomalaza-Raez, and I. Oppermann, “Effect of Impulse Radio–Ultrawideband Based on Energy Collection on MAC Protocol Performance,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, Oct. 2009, pp. 4491–4506.
- [19] J.-Y. Le Boudec, R. Merz, B. Radunovic, and J. Widmer, “DCC-MAC: a decentralized MAC protocol for 802.15.4a-like UWB mobile ad-hoc networks based on dynamic channel coding,” *First International Conference on Broadband Networks*, 2004, pp. 396-405.
- [20] A. El Fawal, J.Y. Le Boudec, R. Merz, B. Radunovic, J. Widmer, and G.M. Maggio, “Trade-off analysis of PHY-Aware MAC in low-rate low-power UWB networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, Dec. 2005, pp. 147-155.
- [21] N.J. August, H.-J. Lee, and D.S. Ha, “Enabling Distributed Medium Access Control for Impulse-Based Ultrawideband Radios,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, May. 2007, pp. 1064-1075.
- [22] N.J. August, “Medium Access Control in Impulse-Based Ultra Wideband Ad Hoc and

- Sensor Networks Medium Access Control in Impulse-Based Ultra Wideband Ad Hoc and Sensor Networks,” *PhD Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Bradley Department of Electrical and Computer Engineering*, 2005.
- [23] N.J. August, “Operation, system architectures, and physical Layer design considerations of distributed MAC protocols for UWB,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, Jul. 2006, pp. 3001-3012.
- [24] J. Rousselot, A. El-Hoiydi, and J.-D. Decotignie, “WideMac: a low power and routing friendly MAC protocol for Ultra Wideband sensor networks,” *2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, vol. 3, Sep. 2008, pp. 105-108.
- [25] J. Rousselot, “Ultra Low Power Communication Protocols for UWB Impulse Radio Wireless Sensor Networks,” *Thèse N°4720 EPFL Faculté Informatique et Communications, Laboratoire de Modélisation Systémique. Programme Doctoral en Informatique, Communications et Information*. Jul. 2010.
- [26] A. Koyama, H. Iwami, Y. Mizoguchi, S. Tashiro, F. Nishiyama, T. Yamagata, Y. Hashimoto, M. Takada, and K. Watanabe, “A DSSS UWB Digital PHY/MAC Transceiver for Wireless Ad hoc Mesh Networks with Distributed Control,” *ISSCC 2006 / Session 14 / Baseband and Channel Processing / 14 . 5 Pans*, 2006, pp. 130-137.
- [27] M.-G.D. Benedetto, L. Nardis, M. Junk, and G. Giancola, “(UWB)²: Uncoordinated, Wireless, Baseborn Medium Access for UWB Communication Networks,” *Mobile Networks and Applications*, vol. 10, Oct. 2005, pp. 663-674.
- [28] E.S. Sousa and J.A. Silvester, “Spreading code protocols for distributed spread-spectrum packet radio networks,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 36, 1988, pp. 272–281.
- [29] M. Park, C. Cordeiro, E. Perahia, and L.L. Yang, “Millimeter-wave multi-Gigabit WLAN: Challenges and feasibility,” *2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sep. 2008, pp. 1-5.
- [30] E. Perahia, C. Cordeiro, M. Park, and L.L. Yang, *IEEE 802.11ad: Defining the Next Generation Multi-Gbps Wi-Fi*, IEEE, 2010.
- [31] C. Cordeiro, “Evaluation of Medium Access Technologies for Next Generation Millimeter-Wave WLAN and WPAN,” *2009 IEEE International Conference on Communications Workshops*, Jun. 2009, pp. 1-5.
- [32] J.M. Gilbert, C.H. Doan, S. Emami, and C.B. Shung, “A 4-Gbps Uncompressed Wireless HD A/V Transceiver Chipset,” *IEEE Computer Society*, 2008, pp. 56-64.
- [33] H. Singh, J. Oh, C. Kweon, X. Qin, H.-R. Shao, and C. Ngo, “A 60 GHz wireless network for enabling uncompressed video communication,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, Dec. 2008, pp. 71-78.
- [34] H. Singh, S.-K. Yong, J. Oh, and C. Ngo, “Principles of IEEE 802.15.3c: Multi-Gigabit Millimeter-Wave Wireless PAN,” *2009 Proceedings of 18th International Conference on Computer Communications and Networks*, Aug. 2009, pp. 1-6.
- [35] L.C. Godara, “Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 85,

- 1997, pp. 1195-1245.
- [36] L.C. Godara, "Applications of antenna arrays to mobile communications. I. Performance improvement, feasibility, and system considerations," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, Jul. 1997, pp. 1031-1060.
 - [37] J.D. Connor, "A study of despread-respread multitarget adaptive algorithms in an awgn channel," *MSc Thesis, The Florida State University FAMU-FSU College of Engineering, Department of Electrical and Computer Engineering*, 2005.
 - [38] S. Haykin, "*Adaptive Filter Theory 3rd ed*", Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA 1996 ISBN:0-13-322760-X 1996.
 - [39] R. Uribe and T. Cesear, "Implementing matrix inversions in fixed-point hardware," *Xilinx DSP Mag*, vol. 1, 2005, pp. 32–35.
 - [40] T. Cesear and R. Uribe, "Exploration of least-squares solutions of linear systems of equations with fixed-point arithmetic hardware," *Software Defined Radio Technical Conference, (SDR'05)*, 2005.
 - [41] K.K. Shetty, "A novel algorithm for uplink interference suppression using smart antennas in mobile communications," *MSc Thesis, Florida State University, Department of Electrical and Computer Engineering*, 2004.
 - [42] J. Wang, Z. Lan, C.-S. Sum, C.-W. Pyo, J. Gao, T. Baykas, A. Rahman, R. Funada, F. Kojima, I. Lakkis, H. Harada, and S. Kato, "Beamforming Codebook Design and Performance Evaluation for 60GHz Wideband WPANs," *2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall*, Sep. 2009, pp. 1-6.
 - [43] T. Baykas, M. A Rahman, R. Funada, F. Kojima, H. Harada, and S. Kato, "Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeter-wave WPAN systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 27, Oct. 2009, pp. 1390-1399.
 - [44] I. Lakkis, "Multi-resolution Beamforming Based on Codebooks in MIMO Systems," *United State Patent Application Publication, Pub N° US/2009 /0232245 QUALCOMM Inc San Diego*, Sept 2009.
 - [45] I. Lakkis, "IEEE802.15.3c Beamforming Overview," *IEEE 802.11-09/0355r0* 2009, pp. 1-29.
 - [46] T. Xu and H. Liu, "Index Assignment for Beamforming with Limited-Rate Imperfect Feedback," *Communications Letters, IEEE*, vol. 11, Nov. 2007, pp. 865–867.
 - [47] S. Park, W. Seo, and S. Choi, "A Beamforming Codebook Restriction for Cross-Tier Interference Coordination in Two-tier Femtocell Networks," *Vehicular Technology, IEEE*, vol. 60, 2011, pp. 1651-1663.
 - [48] H. Lee and T. Jeon, "Low complexity MIMO beamforming scheme for millimeter-wave wireless personal area network," *Antennas and Propagation (EuCAP)*,, 2010, pp. 1-5.
 - [49] G. Pujolle *Cours Réseaux et Télécoms* , Eyrolles, octobre 2008 ISBN 978-2-212-12415-6
 - [50] W.C.Y. Lee and H.L. Smith, "A computer simulation model for the evaluation of mobile radio systems in the military tactical environment," *Vehicular Technology, IEEE*

- Transactions on*, vol. 32, May. 1983, pp. 177–190.
- [51] M. Takai, R. Bagrodia, K. Tang, and M. Gerla, “Efficient wireless network simulations with detailed propagation models,” *Kluwer Academic Publisher Wireless Networks*, vol. 7, 2001, pp. 297–305.
- [52] L. Kleinrock, *Queueing Systems*, Wiley Interscience, 1975., vol. I: Theory
- [53] J.M. Gorce, “*Contribution à la modélisation et l’optimisation des systèmes radio ambiants en réseau.*,” HDR Université Claude Bernard Lyon 1, INSA Lyon, 2007.
- [54] M. Becker and A.L. Beylot, (Traité IC2, série réseaux et télécommunications), Hermès Lavoisier, 352p. , ISBN 2-7462-1166-1 February 2006.
- [55] D. Curren, “A survey of simulation in sensor networks,” *Project Report (CS580)*, University of Binghamton, 2005.
- [56] G.A. Di Caro, *Analysis of simulation environments for mobile ad hoc networks*, Technical Report N° IDSIA-24-03 IDSIA/USI-SUPSI, Dalle Molle Institute for Artificial Intelligence , Switzerland 2003.
- [57] D. Cavin, Y. Sasson, and A. Schiper, “On the accuracy of MANET simulators,” *Proceedings of the Second ACM International Workshop on Principles of Mobile Computing*, New York, New York, USA: ACM, 2002, pp. 38–43.
- [58] J. Burbank, “Modeling and simulation: a practical guide for network designers and developers,” *Communications Magazine, IEEE*, 2009, pp. 2009-2009.
- [59] J. Nuevo, *A Comprehensible GloMoSim, Tutorial Contents*, INRS - Université du Québec, 2004.
- [60] X. Zeng, R. Bagrodia, and M. Gerla, “GloMoSim: a library for parallel simulation of large-scale wireless networks,” *Proceedings. Twelfth Workshop on Parallel and Distributed Simulation PADS '98 (Cat. No.98TB100233)*, pp. 154-161.
- [61] M. Takai, J. Martin, R. Meyer, B. Park, and H.Y. Song, “PARSEC User Manual,” *Parallel Computing*, 1999.
- [62] S.N. Technologies, *QualNet 5.0 Programmer's Guide* Scalable Network Technologies Sept 2009.
- [63] T.V. Project, U.C. Berkeley, X. Parc, K. Fall, and E.K. Varadhan, “The NS Manual (formerly NS Notes and Documentation) 1,” *Facilities*, 2010.
- [64] J.M.S. Nogueira and L.B. Ruiz, <http://www.mannasim.dcc.ufmg.br/> Mannasim home page.
- [65] A. Sobeih, W. Chen, J. Hou, L. Kung, and N. Li, “J-sim: A simulation environment for wireless sensor networks,” *Proceedings of the 38th Annual Simulation Symposium (ANSS'05) IEEE Computer Society*, 2005, pp. 175 – 187.
- [66] G. Chen, J. Branch, M. Pflug, and L. Zhu, “SENSE: a wireless sensor network simulator,” *Advances in Pervasive Computing, Springer, New York*, 2004, pp. 249-267.
- [67] P. Havinga, “The EYES project – Collaborative communication protocols for wireless sensor networks Ubiquitous computing” *Interactions*, 1988.

- [68] A. Boulis, "Castalia A simulator for Wireless Sensor Networks and Body Area Networks Version 3.2 User's Manual", *NICTA*, 2011.
- [69] S. Sundresh, W. Kim, and G. Agha, "SENS: A sensor, environment and network simulator," *Proceedings of the 37th annual symposium on Simulation*, IEEE Computer Society, 2004, pp. 221.
- [70] X. Chang, "Network simulations with OPNET," *Proceedings of 1999 Winter Simulation Conference*, P. A. Farrington, H. B. Nembhard, D. T. Sturrock, and G. W. Evans, eds. 1999, pp. 307-314.
- [71] A. Sobeih, W. Chen, J. Hou, L. Kung, and N. Li, "J-sim: A simulation environment for wireless sensor networks," *ANSS'05*, 2005.
- [72] T. Carley, "Sidh: A wireless sensor network simulator," *Technical Report University of Maryland at College Park Department of Electrical and Computer Engineering*, 2005.
- [73] K. Holger, *Protocols and Architectures for Wireless Sensor Networks*, Wiley, May 2005

Partie I

**Modélisation et simulation de réseaux de capteurs
basés sur la technique IR-UWB:**

Développement d'un simulateur MAC-PHY IR-UWB.

Chapitre 2

Contexte et standardisation pour les réseaux de capteurs sans fil

2 Contexte et standardisation pour les réseaux de capteurs sans fil

Nous commençons cette partie par des généralités sur les réseaux de capteur sans fil et leur besoin en terme de Quality of Service (QoS), de consommation d'énergie etc., nous expliquons ensuite en quoi la technique IR-UWB est capable de répondre à ces exigences, enfin nous détaillons les solutions envisagées au niveau des couches PHY et MAC avant de présenter l'activité de standardisation applicable aux réseaux de capteur sans fil.

2.1 Les réseaux de capteurs sans fil

Un réseau de capteurs sans fil peut se définir comme une interconnexion de nœuds autonomes Figure 2.1.

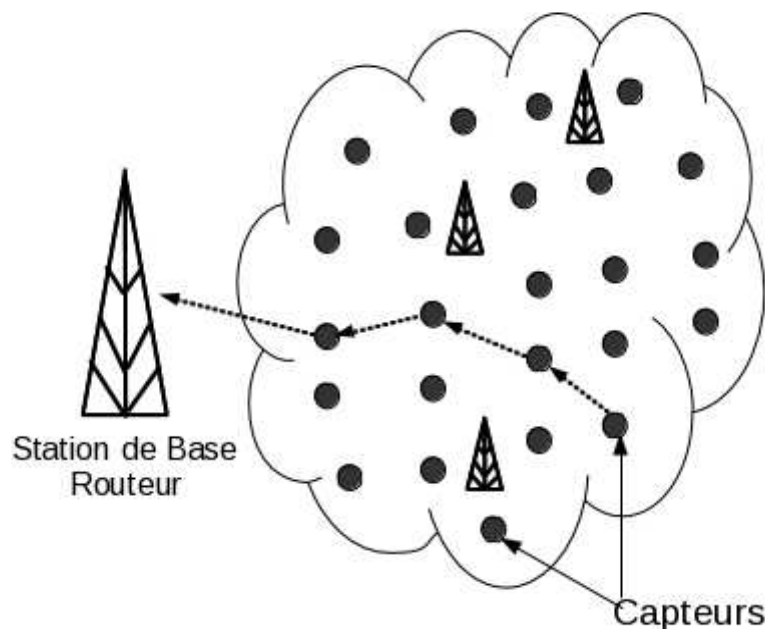


Figure 2.1: Illustration d'un réseau de capteur autonome

Les nœuds sont reliés entre eux par une interface radio [8]. Chaque nœud se compose d'une unité de calcul, d'une interface radio et d'un ou plusieurs modules de captage [9]. L'architecture générique d'un nœud est présentée sur la Figure 2.2. Il existe de nombreuses plateformes matériels et logiciels disponibles pour la mise en œuvre des réseaux de capteurs [10] (voir Figure 2.3). Les réseaux de capteur sans fil peuvent être utilisés dans des applications comme les bâtiments intelligents, la surveillance de structures, l'aéronautique, les applications militaires et autres. L'objectif visé dans leur mise en œuvre est la collection d'information par les nœuds munis de capteurs aux ressources limitées. Ces informations sont par la suite transmises à une station de base disposant de ressources plus importantes pour le traitement. La mise en œuvre de ce type de réseaux ainsi que leur interopérabilité est aujourd'hui possible grâce aux différents standards IEEE pour les réseaux sans fil à faible voire très faible portée plus connus sous

le nom de réseaux personnels sans fil (WPANs). Ils définissent les couches MAC et PHY.

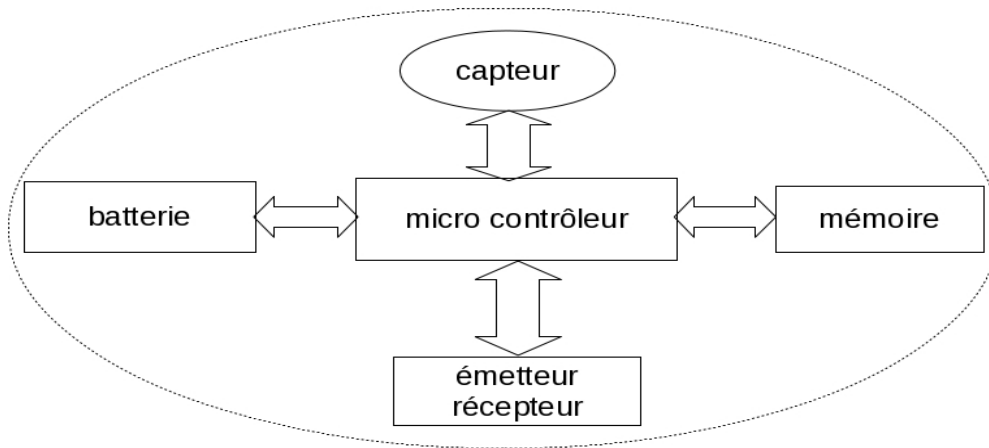


Figure 2.2: Architecture d'un nœud telle que décrite en [9]



Figure 2.3: Plateformes de développement de réseaux de capteurs

2.1.1 Besoins des réseaux de capteurs

Les problématiques liées aux réseaux de capteurs vont de la conception et fabrication aux applications en passant par les protocoles de communication. On comprend donc que la mise en œuvre d'un réseau de capteur fasse intervenir plusieurs disciplines. Nous nous intéresserons ici à l'aspect communication et plus particulièrement aux problèmes soulevés par le partage du support radio. Parmi les contraintes auxquelles on fait face lors de la mise en œuvre d'un réseau de capteurs, nous avons [8] :

- La consommation d'énergie : les nœuds fonctionnant de manière autonome dans des endroits souvent difficiles d'accès ou inaccessibles, la consommation d'énergie doit être faible pour assurer une longue durée de vie au réseau.
- Le support de communication : différents types de support de transmission peuvent être utilisés, il peut être de type infrarouge, radio ou même optique. Le type de support ainsi que ses caractéristiques doivent être pris en compte lors de la conception du réseau.
- L'environnement : suivant le domaine d'application, la zone de déploiement du réseau de capteur varie énormément. Le réseau peut être déployé dans une usine, sur un champ de bataille, sur une structure à surveiller etc.
- La topologie du réseau : les nœuds peuvent être déployés de différentes manières donnant lieu à des topologies imprévisibles, la topologie initiale peut être amenée à varier suite aux pannes ou au déploiement de nœuds supplémentaires.
- Les contraintes matérielles : l'ensemble des composants utilisés (CPU, ADC, Capteur et Radio) doivent tenir sur une petite surface afin d'assurer un faible encombrement. De plus, certaines applications nécessiteront la présence de modules spécifiques de récupération d'énergie pour allonger la durée de vie du réseau et/ou de dispositifs de localisation. En effet, les informations de localisation sont nécessaires pour le fonctionnement de certains protocoles de routage, Location Aided Routing (LAR) par exemple [11].
- Le coût de production : le coût de production d'un seul nœud doit être raisonnable afin de permettre un déploiement en masse, ce qui implique une simplicité dans la conception des circuits.
- Le passage à l'échelle : le nombre de capteurs déployés sur une surface peut être dense voire très dense. Les solutions retenues doivent rester efficaces indépendamment de la densité du réseau.
- La tolérance aux fautes : les nœuds équipés de capteurs constituant le réseau peuvent être sujets à des pannes, les méthodes utilisées lors de la mise en œuvre du réseau doivent être suffisamment robustes pour assurer un fonctionnement correct après l'occurrence d'une ou plusieurs pannes.

2.1.2 Solutions envisagées

2.1.2.1 MAC

Le protocole de partage du support à pour rôle une utilisation optimale du support de communication et une fiabilité des communications, il met en œuvre notamment des techniques de reprise sur erreur et des mécanismes de correction d'erreur. Dans le cas des réseaux de capteurs, la technique utilisée doit également prendre en compte la consommation d'énergie qui constitue l'un des problèmes majeurs, vu que le réseau doit fonctionner de manière autonome dans des endroits souvent difficiles d'accès. Les techniques d'accès au support envisagées pour les réseaux de capteurs sans fil doivent pouvoir acheminer deux types de trafics aux caractéristiques différentes :

- Les trafics isochrones : de nature ponctuelle, ils sont transmis de manière

périodique. Leur profil est connu à l'avance. Il s'agit d'informations collectées régulièrement par les capteurs disposés près du phénomène à capter. Il peut s'agir de la température d'un procédé, de l'état d'une structure ou de tout autre événement particulier, tout dépend du type de capteur utilisé. L'acheminement de ce type de donnée est soumis à des contraintes en termes de latence et de fiabilité, ils peuvent être critiques.

- Les trafics asynchrones : de nature non périodique, ils correspondent à des événements moins critiques. Ils font l'objet de contraintes moins importantes, ils sont moins critiques.

L'effort de standardisation dans le cadre des réseaux locaux et personnels sans fil a progressivement conduit à la prise en compte de ces deux types de trafic.

Le standard 802.11 a introduit les méthodes Point Coordinated Function (PCF) et Distributed Coordinated Function (DCF) dans la version 802.11e. Ces méthodes ont été définies pour la prise en compte de la QoS pour Quality of Service dans les trafics de nature asynchrones et synchrones. Dans le PCF, destinée aux trafics requérant une qualité de service ferme, le coordinateur garantit l'accès aux autres nœuds grâce à un mécanisme de *polling*. Ce mécanisme a lieu dans la partie d'accès sans contention du support. Il faut remarquer que le 802.11 consomme beaucoup d'énergie, il n'est donc pas adapté aux réseaux de capteurs.

Le standard 802.15.4 possède également une structure de *super-trame* divisée en deux parties, une partie d'accès avec contention où la méthode d'accès utilisée est le CSMA/CA et une deuxième partie d'accès sans contention où des tranches de temps sont garanties aux membres du réseau.

Le standard 802.15.1 est basé sur un fonctionnement de type maître/esclave, le maître autorise les esclaves à utiliser le support grâce à un mécanisme de *polling*. En plus de ces standards auxquels nous nous limiterons par la suite, de nombreux protocoles d'accès au support ont été proposés dans le cadre exclusif des réseaux de capteurs [12] [6] (pp 59-79). Ces protocoles prennent en compte les besoins spécifiques des réseaux de capteurs, depuis la phase de conception. Leur principal inconvénient est le manque d'interopérabilité dû au fait qu'ils ne font pas encore l'objet de standardisation.

2.1.2.2 PHY

La couche PHY s'occupe essentiellement de la conversion des bits en signaux et inversement. Le signal transmis se propage à travers le canal de propagation et subi une certaine atténuation. Cette atténuation est inversement proportionnelle à la distance. Les performances d'une couche PHY se mesurent à partir de l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance. L'efficacité spectrale représente le rapport entre le débit et la bande passante, tandis que l'efficacité en puissance dépend de la puissance nécessaire pour garantir un certain taux d'erreur. L'efficacité spectrale est évaluée à partir de l'équation 2.1

$$\eta = \frac{D}{Bw} \quad (2.1)$$

Dans le cadre des réseaux de capteurs, les solutions utilisées au niveau de la couche

PHY peuvent se subdiviser en deux catégories :

- Les techniques de transmission en bande étroite : dans ces techniques, la transmission est effectuée sur une largeur de bande relativement réduite, 22MHz par canal pour le standard 802.11 à 2.4 GHz. La largeur maximale d'un canal dans ces techniques est de 40 MHz, utilisée dans le nouveau standard 802.11n. Cette largeur est obtenue après l'utilisation de la technique d'agrégation de canaux (Channel Bonding). Les techniques de modulations utilisées peuvent être binaires ou M-aire. Ces techniques nécessitent une puissance de transmission élevée conduisant à une consommation importante d'énergie sur la source d'alimentation. Cette consommation reste très élevée pour des applications de réseaux de capteurs sans fil. La puissance de transmission spécifiée dans le standard 802.11 par exemple est de 100 mW soit 20 dBm.
- Les techniques Ultra Large Bande : Ces techniques transmettent une faible puissance sur une bande très large. Le masque d'émission définit un EIRP pour Effective Isotropic Radiated Power de -41dBm/MHz pour les communications entre 6.5 et 8.5 GHz. Ces techniques peuvent se subdiviser en deux catégories, celles basées sur la transmission d'impulsions et celles utilisant des ondes continues. Parmi les méthodes basées sur la transmission d'impulsions, nous avons :
 - la technique IR-UWB qui code l'information à transmettre sous forme d'impulsions de très courte durée. Les impulsions sont espacées en fonction de la fréquence de répétition des impulsions Pulse Repetition Frequency (PRF).
 - La technique d'étalement Direct Spread, DS-UWB où chaque symbole est codé par N impulsions, avec $1/N$ le gain de traitement.

Parmi les techniques utilisant des ondes continues, nous avons :

- La technique Multi Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB OFDM): Dans cette technique, l'information est codée sur plusieurs porteuses orthogonales transmises simultanément.

[13] décrit une technique de conception de protocoles pour les réseaux de capteurs dirigés par les caractéristiques de la couche physique. La comparaison effectuée en [14] et reprise dans le Tableau 2.1 donne les différences entre les techniques de transmission en bande étroite et les techniques ultra large bande.

Tableau 2.1: Comparaison des techniques bande étroite et ultra large bande telle que décrite dans [14]

	Bande étroite	Ultra Large Bande Impulsionnelle
Effets de la propagation	Sensible au fading	Résistant au fading
Disponibilité du spectre	Faible	Élevée
Implémentation	Mixte analogique/Numérique	Tout Numérique possible
Erreur de localisation	27.0%	0.01%
Énergie consommée en émission	40 mW	1mW
Énergie consommée en réception	40mW	20mW
Débit	250 Kbps	0.85 Mbps
Bande passante	1MHz	500 MHz
Fréquence centrale	868 MHz, 2.4 GHz ISM	4GHz, 7 GHz

La technique IR-UWB

IR-UWB est une technique de communication sans porteuse. Ce qui simplifie grandement sa réalisation, notamment par la possibilité d'une architecture entièrement numérique. L'information est codée et transmise sous forme d'impulsions de très courte durée sur une très large bande. La largeur de la bande doit être supérieure à 25 % de la fréquence centrale ou supérieure à 500 MHz selon la définition donnée par la FCC [15]. Les caractéristiques de la technique IR-UWB lui confèrent de nombreux avantages:

- Simplicité : la simplicité de l'architecture de IR-UWB, absence de conversion IF et de porteuse simplifie grandement sa réalisation.
- La possibilité de l'accès *multi-utilisateur*: Grâce à la technique *time-hopping* IR-UWB permet l'accès *multi-utilisateur*.
- La faible consommation d'énergie : La simplicité des circuits utilisés assure une faible consommation d'énergie et un faible encombrement.
- La résistance aux *multi-trajets*: La prise en compte du *delay-spread* permet de réduire l'impact des *multi-trajets*. Remarquons que le *delay-spread* représente le temps nécessaire pour la stabilisation du canal.
- La faible probabilité de collision : Le signal IR-UWB n'occupe le support que pendant une durée très courte : rapport cyclique faible (un *chip* dans chaque *trame*). La faible durée des impulsions réduit la probabilité de collision des impulsions émises.
- La faible probabilité d'interception : L'utilisation de séquences de *time-hopping* pseudo-aléatoires permet de rendre le signal imperceptible pour une entité ne disposant pas d'information sur l'algorithme de génération des séquences de la

pseudo aléatoire utilisé.

- Localisation et Tracking : la très faible durée des impulsions permet une localisation précise de l'ordre du cm.

Parmi les différentes applications pouvant bénéficier des avantages de la technique IR-UWB nous avons [16] [17] :

- ◆ Les applications dans le domaine des communications sans fil :
 - Les communications exigeant un très haut débit pour les transmissions entre les équipements électroniques d'une maison ou d'un bureau.
 - Le transport de la voix et de la vidéo sur de courtes distances.
 - Les communications à bord d'hélicoptère ou d'aéronef où les techniques classiques engendreraient une forte interférence.
 - Les applications d'identification et de diffusion des conditions de circulation : trafic, urgences etc..
 - La domotique [18]
- ◆ Les applications radar et d'identification
 - Les radars anticollisions utilisés pour l'évitement de collisions, et la détermination des conditions de circulation.
 - Identification de tags.
 - Imagerie.
- ◆ Les applications de localisation à grande précision et le tracking
 - Inventaire et identification du contenu des conteneurs dans un système de transport.
 - Aide à la géolocalisation par GPS pour Global Positioning System.
 - Localisation dans les applications de recherche et de secours.

2.2 La standardisation applicable aux réseaux de capteurs sans fil

Dans l'espace de conception des standards envisageables pour les réseaux de capteurs sans fil [19] [8] nous avons ceux de la famille 802.11 et 802.15 (voir Figure 2.4). Les premiers ont l'avantage de fournir des débits relativement élevés mais consomment également une importante quantité d'énergie, ce qui rend leur mise en œuvre prohibitive dans les environnements difficiles d'accès et donc leur utilisation pour les réseaux de capteurs sans fil. A l'inverse, la deuxième catégorie offre des débits faibles mais possède l'avantage de consommer une faible quantité d'énergie. Nous nous intéressons à cette deuxième famille, définie dans le cadre des réseaux personnels sans fil et plus précisément, le standard 802.15.1[2] défini à partir de Bluetooth [20] et le standard 802.15.4 [21] (ZigBee). Le 802.15.4a définit la technique IR-UWB [4] comme une alternative de couche PHY. Ces deux standards ont déjà servi de base pour une élaboration de standards destinés exclusivement aux réseaux de capteurs et d'actuateurs sans fil. Ils se caractérisent par une faible portée et des débits faibles allant de quelques

centaines de Kbps à quelques Mbps. Une comparaison des standards envisageables pour les réseaux de capteurs sans fil est présentée dans [22] .

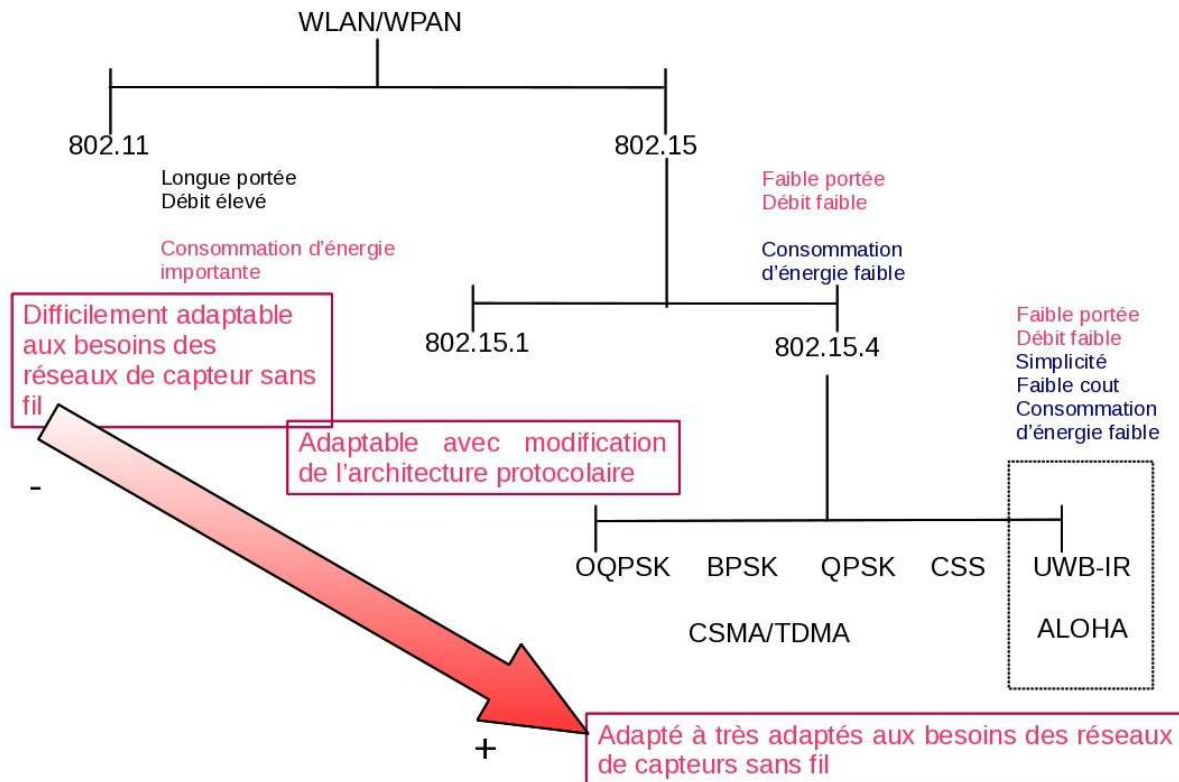


Figure 2.4 : Standards envisageables pour les réseaux de capteurs sans fil

2.2.1 Le standard 802.15.1 et les réseaux de capteurs

Ce standard provient de la spécification de Bluetooth™. Initialement défini par le Bluetooth Special Interest Group (SIG) pour le remplacement des câbles interconnectant les équipements électroniques, son utilisation s'est peu à peu étendue à d'autres domaines d'applications. Il définit les couches MAC-PHY ainsi que l'architecture et la topologie du réseau pour la transmission de trafics de type isochrones et asynchrones [2] [23]. Les trafics isochrones sont de nature régulière, elles sont transmises de manière périodiques tandis que les trafics asynchrones sont de nature non périodique et correspondent à des événements irréguliers.

Architecture et topologie

Le réseau ou PicoNet est formé autour d'un coordinateur (Master) qui peut gérer jusqu'à 7 esclaves actifs. Plusieurs PicoNets peuvent être interconnectés pour ainsi former un ScatterNet (voir Figure 2.5). Les esclaves communiquent exclusivement entre eux en passant par le master. L'architecture protocolaire du standard et la correspondance entre ses différentes entités et le modèle de référence OSI ainsi que le standard IEEE pour Institute of Electrical and Electronics Engineers sont présentés sur la Figure 2.6. Nous

remarquons que ce standard fournit de nombreuses fonctionnalités. Ce qui lui permet de s'adapter à une grande catégorie d'applications. Cette adaptabilité est également à l'origine de sa complexité, donc une consommation d'énergie relativement importante ainsi qu'un coût de production élevé.

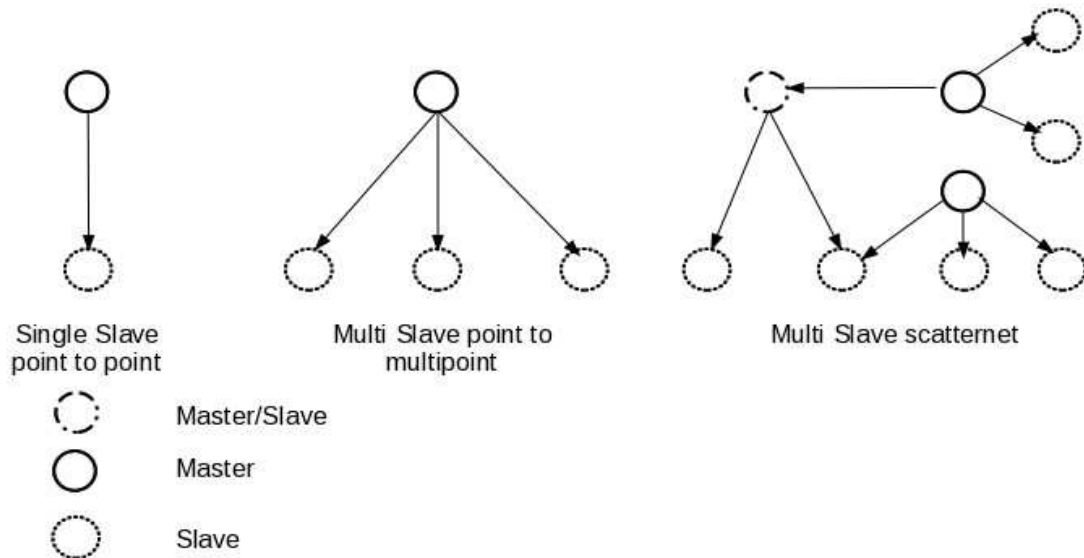


Figure 2.5: Différentes topologies du standard 802.15.1 (Bluetooth) tels que décrits dans [2]

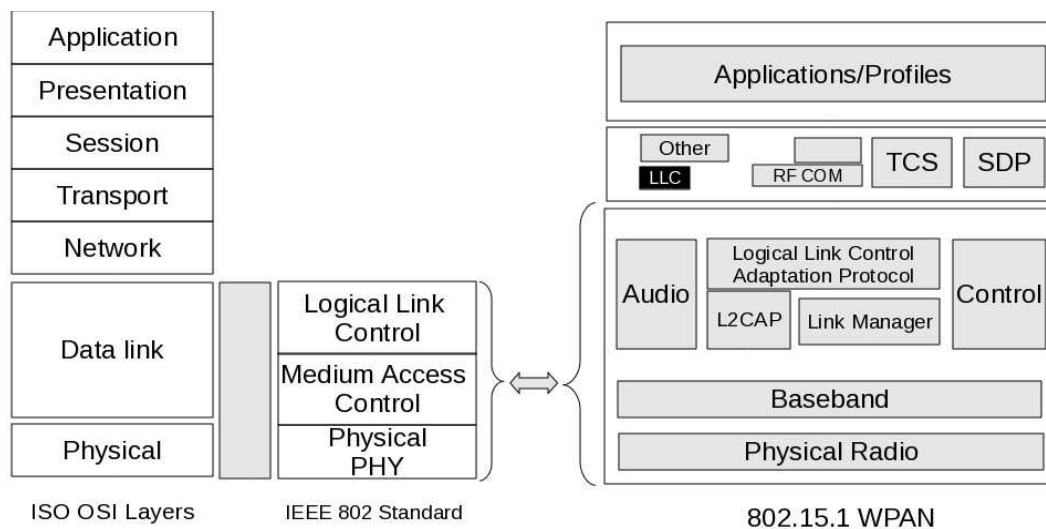


Figure 2.6: Architecture protocolaire du 802.15.1 telle que décrite dans [2]

MAC

L'accès au support est basé sur une structure de *super-trame* découpée en tranches et gérées par le maître, la durée des tranches est de 625 μ s.

Le maître n'utilise que les tranches de numéro paires tandis que les esclaves utilisent les

tranches impaires (voir Figure 2.7). Les esclaves accèdent au support après y être autorisés grâce à un mécanisme de *polling* (Interrogation). Un mécanisme d'agrégation permet au maître ou à l'esclave d'étendre ses transmissions sur plusieurs tranches contiguës, jusqu'à cinq. Une différenciation est effectuée entre les trafics de type synchrones transmis sur des liens Synchronous Connection Oriented (SCO) et les trafics de type asynchrones transmis sur des liens de type Asynchronous Connection Less (ACL).

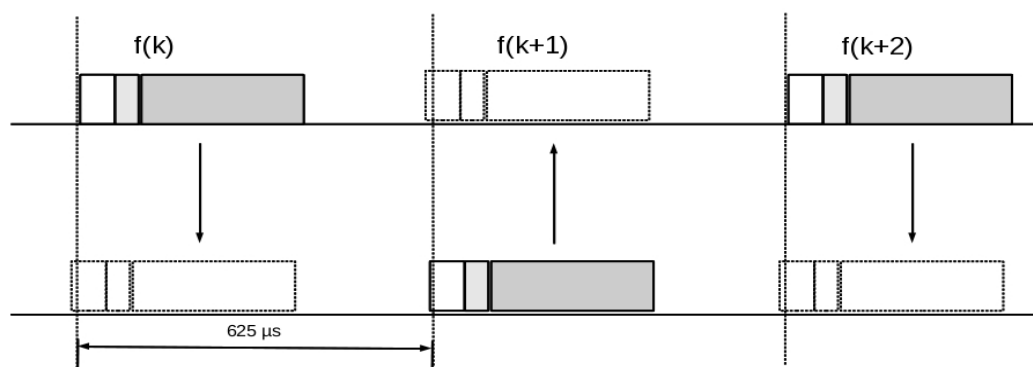


Figure 2.7: Illustration du partage du support dans le 802.15.1 telle que décrite dans [2]

PHY

La couche PHY est définie sur la bande Industrial Scientific and Medical (ISM) 2450 MHz. Dans sa première version, la modulation utilisée est la Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) avec un débit de 1Mbps. Un mécanisme de saut de fréquence est défini pour combattre les interférences, chaque nouveau paquet est transmis en utilisant une porteuse différente. Dans les versions plus récentes, d'autres modulations ont été introduites afin d'améliorer le débit, notamment le $\pi/2$ -DPSK et le 8-DPSK. Ces techniques permettent de multiplier le débit par trois. Ce qui peut s'avérer positif pour des réseaux multimédias sans fil mais apporte très peu aux réseaux de capteurs, vu que l'accroissement du débit est proportionnelle à l'accroissement de la consommation d'énergie.

Commercialisation – Produits dérivés

Il existe des standards de réseaux de capteurs basés sur les spécifications de ce standard, notamment le Wireless Interface for Sensor and Actuators (WISA) [24]. Ce standard définit une longueur de supertrame de 2048 μ s divisée en 30 tranches utilisées en Frequency Hopping/Time Division Duplex (FH/TDD) comme spécifié par le standard.

2.2.2 Le standard 802.15.4 et les réseaux de capteurs

L'IEEE spécifie un standard dans le cadre des WPANs, dédié aux réseaux de capteurs sans fil bas débit: le 802.15.4.

Sa première spécification date de 2003 où deux types de couches PHYs sont définis avec des débits de 20, 40 et 250 Kbps [1]. Il spécifie également une couche MAC avec une

structure de *super-trame* pour les trafics de type isochrones et asynchrones. La spécification de 2006 rajoute à la première deux nouvelles PHYs qui atteignent 100 Kbps et 250 Kbps [25]. La spécification de 2007 quand a elle définit deux alternatives de couches PHYs parmi lesquelles la technique IR-UWB [21]. Cette nouvelle spécification propose également l'utilisation de la technique d'accès ALOHA [26] pour IR-UWB au niveau de la couche MAC. L'utilisation de ALOHA est justifiée par la résistance de IR-UWB à l'interférence *multi-utilisateur*.

Architecture et topologie

Le standard 802.15.4 définit deux types d'équipements suivant leur capacité pour la mise en œuvre de WPANs:

- Full Function Device (FFD): dispose de l'ensemble des fonctionnalités nécessaires pour être coordinateur du réseau.
- Reduced Function Device (RFD): pour des équipements à capacité réduite, ces équipements ne peuvent pas assurer le rôle de coordinateur du réseau.

Les réseaux envisagés dans le cadre du 802.15.4 peuvent se construire suivant deux types de topologies :

- Une topologie en étoile (Maître/esclaves) : dans laquelle le réseau est constitué d'un coordinateur (Maître) auquel sont reliés les autres nœuds du réseau (esclaves) comme illustré sur la Figure 2.8 (Topologie en étoile). Les transferts de données n'ont lieu qu'entre le coordinateur et les esclaves.
- Une topologie point à point : dans laquelle tous les nœuds peuvent communiquer entre eux malgré la présence d'un coordinateur Figure 2.8 (Topologie point à point).

L'architecture générale du standard est présentée sur la Figure 2.9 où, conformément au modèle OSI, nous avons les couches PHY et MAC qui correspondent aux niveaux 1 et 2 du modèle de référence, une sous couche de convergence des services Service Specific Convergence Sub Layer (SSCS) et la sous couche Logical Link Layer (LLC). Contrairement au standard 802.15.1, cette architecture est plus simple et possède l'avantage de s'adresser spécifiquement aux réseaux de capteurs sans fil.

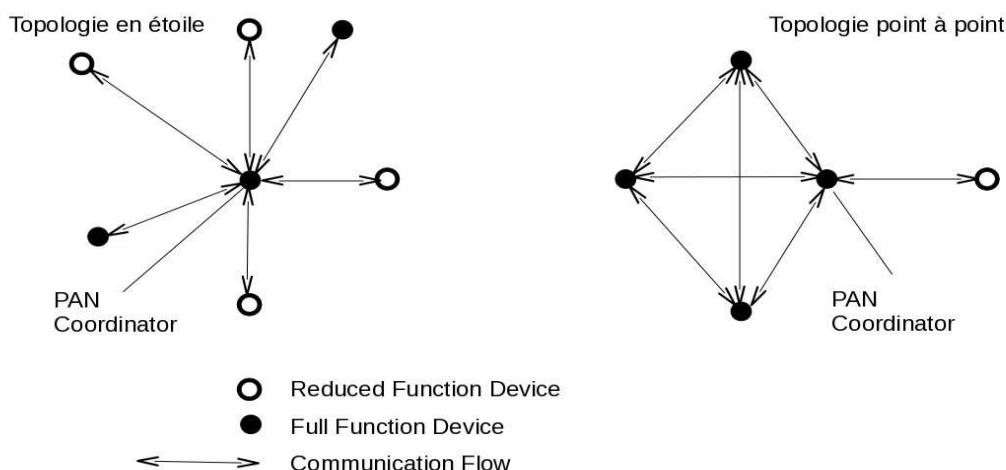


Figure 2.8: Topologie du standard 802.15.4 telle que décrite dans [1]

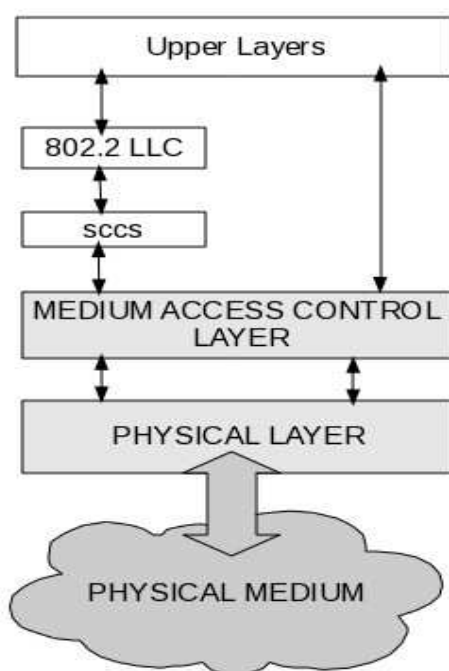


Figure 2.9: Architecture protocolaire du standard 802.15.4 telle que décrite dans [1]

MAC

Dans la première version du standard, la technique d'accès de base est le Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA). L'accès se déroule sous la supervision d'un coordinateur dans le cas où le mode beacon est activé. Le médium est subdivisé en 16 tranches de tailles égales avec une structure de *super-frame* (voir Figure 2.10).

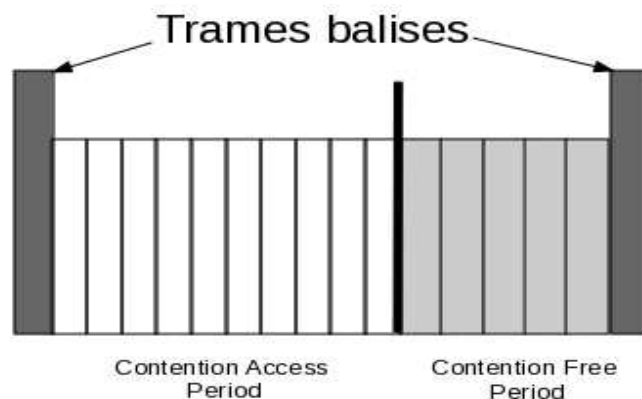


Figure 2.10: Structure de la super-trame du 802.15.4 telle que décrite dans [1]

La *super-trame* se subdivise en deux parties : Une partie d'accès avec contention Contention Access Period (CAP) et une deuxième partie d'accès sans contention Contention Free Period (CFP). Le coordinateur peut éventuellement transmettre des trames balises (Beacon) de manière périodique, dans la première tranche de chaque *super-trame*. Le beacon peut contenir une allocation de tranches garanties Guaranteed Time Slot (GTS) permettant un transfert garanti de trafic isochrone.

Dans la version du standard datant de 2007: 802.15.4a la technique IR-UWB est définie comme une alternative de couche PHY et la technique de partage du support retenue est ALOHA.

PHY

L'évolution de la couche PHY du standard 802.15.4 suit les différentes versions du standard:

- La première spécification [27] datant de 2003 utilise les bandes 868-915 MHz et 2450 MHz. Dans les bandes 868 et 915 MHz, elle spécifie respectivement les débits de 20 et 40 Kbps avec les modulations Binary Pulse Shift Keying (BPSK) et Quadrature Pulse Shift Keying (QPSK). Dans la bande 2450 MHz, elle spécifie un débit de 250 Kbps utilisant la modulation Offset-QPSK (O-QPSK) avec un étalement de spectre basé sur la technique Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)
- La deuxième spécification [25] de 2006 rajoute les modulations Amplitude Shift Keying (ASK) sur les bandes 868 et 915 MHz et O-QPSK sur les 2450 MHz. La première offre un débit de 250 Kbps tandis que la deuxième offre un débit de 100 Kbps.
- La troisième spécification de 2007 [21] rajoute aux précédentes deux nouvelles spécifications de couche PHY avec des débits plus élevés :
 - La première est basée sur la technique IR-UWB (IEEE 802.15.4a) sur la bande 3.1-10 GHz qui utilise une technique d'étalement de spectre basée sur le *time-hopping* (TH). Dans cette technique, les informations sont transmises sous forme d'impulsions. Les impulsions sont espacées grâce à l'utilisation de

séquences de *time-hopping* pseuso-aléatoires permettant non seulement de lisser le spectre mais surtout d'éviter des collisions catastrophiques [4]. Les débits offerts sont de 851, 110, 6810 et 27240 Kbps. La technique utilisée est plus précisément le Burst Position Modulation (BPM). Dans cette technique la trame est divisée en quatre parties, Figure 2.11, l'impulsion ne peut être présente que sur les parties 1 et 3, appelée position du burst. La deuxième et la quatrième partie représentant des intervalles de garde, ces intervalles permettent une atténuation suffisante de l'impulsion transmise afin d'assurer une réduction de l'Inter Symbole Interference (ISI). Une impulsion sur la première partie code un et une impulsion sur la troisième partie code un zéro. La position de l'impulsion dans le burst dépend de la séquence de *time-hopping* utilisée.

- La deuxième utilise une modulation de type Chirp Spread Spectrum (CSS) dans la bande 2450 MHz avec des débits de 1000 Kbps et 250 Kbps. Le CSS est une technique d'étalement de spectre dans laquelle la fréquence du signal varie de façon linéaire [28]. Cette technique peut être utilisée en conjonction avec IR-UWB, appelée Chirp On UWB (CoU).

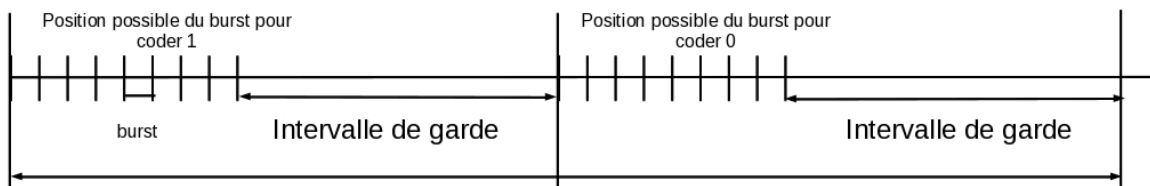


Figure 2.11: Illustration du Burst Position Modulation telle que décrite en [6]

Le Tableau 2.3 présente un récapitulatif de la standardisation de la couche PHY du standard 802.15.4.

Tableau 2.2: Spécification de la couche physique 2006

PHY (MHz)	Frequency Band	Spreading Parameters		Data Parameters		
		Chip Rate (Kchip/s)	Modulation	Bit Rate (Kbps)	Symbol Rate (Ksymbol/s)	Symbols
868/915	868–868.6	300	BPSK	20	20	Binary
	902–928	600	BPSK	40	40	Binary
868/915 (optional)	868–868.6	400	ASK	250	12.5	20-bit PSSS
	902–928	1600	ASK	250	50	5-bit PSSS
868/915 (optional)	868–868.6	400	O-QPSK	100	25	16 ary Orthogonal
	902–928	1000	O-QPSK	250	62.5	16-ary Orthogonal
2450	2400–2483.5	2000	O-QPSK	250	62.5	16-ary Orthogonal

Tableau 2.3: Couches physiques rajoutées par le standard 802.15.4a 2007

PHY (MHz)	Frequency Band	Spreading Parameters		Data Parameters		
		Chip Rate (Kchip/s)	Modulation	Bit Rate (Kbps)	Symbol Rate (Ksymbol/s)	Symbols
UWB	250-750	-	-	-		-
2450 CSS	2400–2483.5	-	-	250	166.667	-
UWB low band	3244–4742	-	-	1000	166.667	-
UWB high band	5944–10 234	-	-	-	-	-

Commercialisation – Produits dérivés

Il existe de nombreux standards de réseaux de capteurs basés sur la spécification du standard 802.15.4 parmi lesquels nous avons [19] :

- ZigBee : défini à l'origine pour la domotique, l'alliance ZigBee s'est ensuite intéressée aux applications industrielles ce qui a donné naissance à ZigBee Pro. Il utilise les couches PHY et MAC du 802.15.4 et donne une spécification des

couches réseaux et applications.

- WirelessHart : est défini par la Hart Foundation, il est compatible avec la spécification du 802.15.4 2006 au niveau de l'interface radio et de la couche MAC.
- ISA 100.11a: fonctionne uniquement sur la bande 2450 MHz, il est compatible avec le standard 802.15.4 avec certaines restrictions.

2.2.3 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté les standards pour les réseaux de capteurs sans fil. Nous sommes parti d'un espace de conception qui regroupait les WLAN/WPANs que nous avons réduit en fonction des besoins des réseaux de capteurs aux deux standards 802.15.1 et 802.15.4 qui ont été décrits. L'inconvénient majeur du 802.15.1 est sa complexité, il définit 151 primitives MAC contre 35 pour le 802.15.4 et 37 primitives PHY ou HCI events (événement du Host Controller Interface) contre seulement 13 pour le 802.15.4 [22]. De plus, la définition de la technique IR-UWB comme alternative de couche PHY confère un avantage supplémentaire au standard 802.15.4 au niveau de la consommation d'énergie, ce qui fait de ce lui une opportunité intéressante pour les réseaux de capteur et d'actuateur sans fil.

2.2.4 Objectifs et démarches de conception choisies pour le développement d'un simulateur de réseaux de capteurs sans fil :

Dans le contexte des réseaux de capteurs, on cherche à développer des interfaces radio, c'est-à-dire des couples Medium Access Control and Physical Layer (MAC-PHY) adaptés. Les solutions actuelles Wireless Personal Area Networks (WPAN) ou Wireless Local Area Networks (WLAN) comme ZigBee [1], Bluetooth [2], WiFi [3], n'étant pas en mesure d'y répondre complètement, on s'efforce de trouver de nouvelles solutions d'interface radio plus performantes répondant aux contraintes des réseaux de microsystèmes communicants : faible consommation, faible coût, faible dimension, simplicité.

Au niveau de la couche physique nous nous orientons vers la technique Impulse Radio Ultra WideBand (IR-UWB) [4]. Une modélisation de couche PHY IR-UWB sous Matlab a été réalisée [5] ce modèle donne une évaluation des performances du récepteur en terme de taux d'erreurs binaire par rapport au rapport signal sur bruit. Nous souhaitons donc maintenant modéliser les couches MAC basées sur UWB et interfacier nos deux modèles.

Nos objectifs sont :

- Recenser les modèles de simulation théoriques et pratiques de IR-UWB au niveau MAC-PHY, dans un premier temps.
- Choisir un simulateur puis prendre en compte l'aspect impulsionnel du signal IR-UWB au niveau de la couche physique du simulateur retenu.
- Interfacier le modèle MATLAB PHY-IR-UWB qui tient compte du canal de propagation avec le simulateur MAC-PHY.
- Réaliser une modélisation sous simulateur de différentes couches MAC basées sur des couches PHY IR-UWB, tout en prenant en compte les spécificités du contexte,

et de la couche PHY IR-UWB.

- Comparer la technique IR-UWB à d'autres modèles de combinaison MAC-PHY dans le cadre des WLANs, WPANs.
- Comparer la solution proposée à d'autres solutions développées dans le même contexte.

Pour l'interfaçage du modèle MATLAB et des modèles au niveau de la couche MAC, trois solutions semblent possibles :

■ Interfaçage en temps réel grâce aux fonctions MEX C de Matlab :

Par cette solution on peut atteindre notre but d'obtenir un simulateur complet couche PHY et couche MAC. En effet, via la librairie MEX C de Matlab, qui permet d'appeler des fonctions C à partir de Matlab et inversement. On devrait pouvoir mettre un œuvre un simulateur « temps réel », où l'encapsulation / désencapsulation couche PHY/MAC se fait quasi instantanément. La librairie MEX, nous permettra, à partir de la couche MAC au niveau du simulateur, d'appeler notre couche PHY IR-UWB, sous Matlab, avec les données à transmettre. Une fois que Matlab a modélisé le comportement du canal et du couple émetteur/récepteur, la fonction retourne le MAC-PDU reçu au simulateur, qui reprend le traitement au niveau couche MAC pour la réception.

Cette méthode, bien que reproduisant le schéma réel du fonctionnement des couches basses et surtout du lien (canal de propagation) s'avère lourde à réaliser par les différentes interactions temps réel simulateur/Matlab. Un autre problème qu'elle engendre est le manque de ressource de calcul lors de la simulation d'un réseau constitué de dizaines ou centaines de nœuds. De plus, on dispose déjà de modèles de propagation plus ou moins évolués au niveau des simulateurs de réseau qui permettent une bonne prise en compte de l'atténuation subie par le signal.

■ Interfaçage par fichier :

Il s'agit ici de placer les données issues de la couche MAC dans un fichier que notre modèle Matlab pourra aisément lire puis transmettre au récepteur. Ce dernier, après avoir « démodulé » le signal place le MAC-PDU dans un fichier accessible à la couche MAC. Le paquet est ensuite remonté vers les couches hautes du simulateur.

Cette méthode, très semblable à la précédente s'avère lourde et l'interaction par fichier la rend plus complexe.

■ Caractérisation de la couche physique puis prise en compte dans le simulateur:

Nous comptons nous servir de notre modèle IR-UWB sous Matlab pour dimensionner les performances de la couche PHY (le canal radio, les antennes utilisées, les circuits en émission et en réception, etc.) en termes de BER, Pathloss, Shadowing etc. L'idée est que pour chaque couche PHY possible (combinaison de tous les paramètres possibles du modèle), on obtienne des informations caractérisant cette couche. Il ne reste, alors, plus qu'à insérer ces informations dans les simulateurs complets de réseaux de télécommunication qui possèdent des modèles simplifiés de couche PHY et du canal radio.

Nous nous orientons vers cette dernière méthode qui possède l'avantage d'être simple et efficace. Nous reportons toutefois certaines fonctions de dimensionnement de performances au niveau du simulateur qui possède des modèles adéquats. Plus clairement nous optons pour une forme d'interfaçage dans laquelle Matlab nous donne

une table du taux d'erreurs binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR). C'est cette table qu'on utilisera au niveau du simulateur pour modéliser la démodulation d'un signal avant son envoi aux couches supérieures. Il nous faudra cependant combler l'insuffisance du simulateur par la prise en compte des particularités de l'IR-UWB. Notre travail consistera donc à :

- Concevoir et réaliser un modèle de radio impulsionnelle prenant en compte l'aspect discontinu de l'IR-UWB au niveau de la couche physique du simulateur.
- Interfacer ce modèle avec le modèle Matlab qui nous donne le BER en fonction du SNR caractérisant le canal IR-UWB.
- Dimensionner, en fonction des normes IR-UWB et à l'aide de différents types de modèle de propagation des caractéristiques de notre modèle.
- Concevoir et réaliser au niveau la couche MAC des méthodes d'accès simples dans le contexte de l'IR-UWB.

Nous évaluerons par la suite les performances (fiabilité, latence, consommation d'énergie) du modèle proposé en présence d'une application de réseau de capteurs que nous réaliserons. La réalisation de cette application nécessitera toutefois le développement de modèles de capteurs et de canal de captage.

Il s'agira aussi de comparer la technique impulsionnelle au niveau MAC-PHY aux techniques classiques continues. Nous allons aussi comparer le modèle réalisé avec les modèles existants notamment, celui proposé dans [6] [7].

2.3 Bibliographie

- [1] IEEE Computer Society, *IEEE standards for Information technology- Telecommunications and information exchange between systems- Local and metropolitan area networks- Specific requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)*, 2003.
- [2] IEEE Computer Society, *IEEE Standard for Information technology- Telecommunications and information exchange between systems- Local and metropolitan area networks- Specific requirements Part 15.1 Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, 2002.
- [3] IEEE Computer Society, *IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks- Common specifications Part 3: Media Access Control MAC Bridges*, 1998.
- [4] M.Z. Win and R. a Scholtz, "Impulse radio: how it works," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, 1998, pp. 36-38.
- [5] A. Lecointre, D. Dragomirescu, and R. Plana, "System architecture modeling of an UWB receiver for wireless sensor network," *Embedded Computer Systems: Architectures, Modeling, and Simulation*, vol. 4599, 2007, p. 408-420.

- [6] J. Rousselot, "Ultra Low Power Communication Protocols for UWB Impulse Radio Wireless Sensor Networks," *Thèse N°4720 EPFL Faculté Informatique et Communications, Laboratoire de Modélisation Systémique. Programme Doctoral en Informatique, Communications et Information*. Jul. 2010.
- [7] R. Merz, J.-Y. Le Boudec and J. Widmer, "An Architecture for Wireless Simulation in NS-2 Applied to Impulse-Radio Ultra-Wide Band Networks", 10th Communications and Networking Simulation Symposium (CNS'07), Norfolk, VA, USA, 25-29 March 2007
- [8] I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, "A survey on sensor networks," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 40, 2002, p. 102–114.
- [9] V. Roberto, D. Davide, M. Gianluca, and C. Andrea, *Wireless sensor and actuator networks: technologies, analysis and design*, Academic Press, ISBN 10: 0-12-372539-9, ISBN 13: 978-0-12-372539-4, Jan 2007.
- [10] B. Tatiana, "Mini Hardware Survey." http://www.cse.unsw.edu.au/~sensors/hardware/hardware_survey.html University of Southern Whales Faculty of Engineering, School of Computer Science and Engineering.
- [11] Y.-B. Ko and N.H. Vaidya, "Location-aided routing (LAR) in mobile ad hoc networks," *Proceedings of the 4th annual ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking - MobiCom '98*, vol. 6, 1998, pp. 66-75.
- [12] I. Demirkol, C. Ersoy, and F. Alagoz, "MAC protocols for wireless sensor networks: a survey," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 44, 2006, p. 115–121.
- [13] E. Shih, S.-H. Cho, N. Ickes, R. Min, A. Sinha, A. Wang, and A. Chandrakasan, "Physical layer driven protocol and algorithm design for energy-efficient wireless sensor networks," *Proceedings of the 7th annual International Conference on Mobile Computing and Networking - MobiCom '01*, 2001, pp. 272-287.
- [14] J. Rousselot, A. El-Hoiydi, and J.-D. Decotignie, "WideMac: a low power and routing friendly MAC protocol for Ultra Wideband sensor networks," *2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, vol. 3, Sep. 2008, pp. 105-108.
- [15] R. Merz, "Interference management in impulse-radio ultra-wide band networks," *Thèse N°4119 EPFL Faculté Informatique et Communications, Laboratoire pour les Communications Informatiques et leurs Applications. Programme Doctoral en Informatique, Communications et Information*. Jul. 2008.
- [16] I. Oppermann, L. Stoica, A. Rabbachin, Z. Shelby, and J. Haapola, "UWB wireless sensor networks: UWEN-a practical example," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 42, Dec. 2004, p. S27–S32.
- [17] A. Gupta and P. Mohapatra, "A survey on ultra wide band medium access control schemes," *Computer Networks*, vol. 51, Aug. 2007, pp. 2976-2993.
- [18] C. Gomez and J. Paradells, "Wireless home automation networks: A survey of architectures and technologies," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, Jun. 2010, pp. 92-101.
- [19] D. Christin, P.S. Mogre, and M. Hollick, "Survey on Wireless Sensor Network

Technologies for Industrial Automation: The Security and Quality of Service Perspectives,” *Future Internet*, vol. 2, Apr. 2010, pp. 96-125.

- [20] Bluetooth System "Specification of the Bluetooth System" Vol 2, <http://www.bluetooth.com>, Dec 1999.
- [21] IEEE Computer Society, *IEEE Std 802.15.4a™-2007, IEEE Standard for Information Technology—Telecommunications and Information Exchange Between Systems—LANs and MANs—Specific Requirements—Part 15.4: Wireless MAC and PHY Specifications for LR-WPANs—Amendment 1 : Add Alternate PHYs*, 2007.
- [22] J.-S. Lee, Y.-W. Su, and C.-C. Shen, “A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi,” *IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2007, pp. 46-51.
- [23] J.W. Kim, B.K. Kim, and D.S. Eom, “An implementation of wireless sensor network for security system using Bluetooth,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, 2004, pp. 236-244.
- [24] J.-erik Frey, “Design and Implementation of a Truly Wireless Real-Time Sensor/Actuator Interface,” *Industrial Electronics Magazine*, IEEE, pp. 25-34, 2007.
- [25] IEEE Computer Society, *IEEE Standard for Telecommunications and information Local and metropolitan area networks — Specific requirements Part 15 . 4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, 2006.
- [26] N. Abramson, “The ALOHA system: another alternative for computer communications,” *Proceedings of the November 17-19, 1970, Fall Joint Computer Conference*, ACM, p. 281–285, 1970.
- [27] IEEE Computer Society, *Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements — Part 15.3 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, 2003.
- [28] A. Springer, W. Gugler, M. Huemer, L. Reindl, C.C.W. Ruppel, and R. Weigel, “Spread spectrum communications using chirp signals,” *IEEE/AFCEA EUROCOMM 2000. Information Systems for Enhanced Public Safety and Security (Cat. No.00EX405)*, pp. 166-170.

Chapitre 3

Architecture de modélisation et simulation de la technique Impulse Radio UltraWide Band

3 Architecture de modélisation et simulation de la technique Impulse Radio UltraWide Band

Dans ce chapitre, nous proposons une modélisation de la technique IR-UWB au niveau des couches MAC et PHY pour les réseaux de capteurs implémentée sur un simulateur de réseaux de télécommunication : *Global Mobile information system Simulator (GloMoSim)* développé à l'Université de Californie Los Angeles (UCLA)

Nous commençons tout d'abord par mettre en évidence les raisons pour lesquelles les modélisations existantes de couches MAC-PHY ne conviennent pas à IR-UWB. Puis, nous présentons une nouvelle technique de modélisation en deux étapes

- Un premier modèle simplifié, utilisant des trains d'impulsions uniformément espacées en émission. Cette architecture ne prend pas en compte les séquences de sauts aléatoires appelées séquences de *time-hopping*.
- Un second modèle plus complet prenant en compte l'utilisation de ces séquences. Nous terminons par une évaluation de performances de réseaux de capteurs basée sur la modélisation effectuée.

Nous insistons plus particulièrement sur la précision, dans le but de réduire au maximum les résultats produits par la simulation et ceux obtenue sur un déploiement effectif, grâce à une prise en compte correcte de l'interférence *multi-utilisateur*.

3.1 Positionnement du problème

La technique IR-UWB a la particularité de coder l'information à transmettre sous forme d'impulsions, comme illustré sur la Figure 3.1.



Figure 3.1: Impulsion en IR-UWB

IR-UWB offre la possibilité de l'accès *multi-utilisateur* par l'utilisation des deux techniques Time Hopping Spread Spectrum (THSS) et Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS). Nous nous intéressons plus particulièrement à la première. L'utilisation de IR-UWB au niveau des couches MAC et PHY de la pile de protocole s'avère très attractive grâce aux avantages suivants [1] :

- La faible consommation d'énergie : La simplicité des circuits utilisés assure une faible consommation d'énergie.
- La possibilité de l'accès *multi-utilisateur* : Grâce aux techniques THSS et DSSS, IR-UWB permet l'accès *multi-utilisateur*.
- La résistance aux *multi-trajets* : La prise en compte du *delay-spread* permet de réduire l'impact des *multi-trajets*. Remarquons que le *delay-spread* représente le temps nécessaire pour la stabilisation du canal.
- La faible probabilité de collision : Le signal IR-UWB n'occupe le support que pendant une durée très courte (un *chip* dans chaque *trame*). Ce qui réduit la probabilité de collision de deux impulsions.
- La faible probabilité d'interception : L'utilisation de séquences de *time-hopping* pseudo-aléatoires permet de rendre le signal imperceptible pour une entité ne disposant pas d'information sur l'algorithme de génération utilisé.

Cependant, sa prise en compte induit un certain nombre de changements par rapport aux techniques existantes, du point de vue de la modélisation simulation de réseaux sans fil. Sa modélisation nécessite tout d'abord une prise en compte effective de l'aspect impulsif du signal, lors de sa propagation à travers le canal radio. Car, les modélisations habituelles partent de l'hypothèse que la forme des ondes émises est sinusoïdale continue tandis qu'avec IR-UWB, nous avons à faire à de très courtes impulsions, discontinues dans la technique THSS. Les formes d'impulsions peuvent être obtenues par la multiplication d'une sinusoïde par une porte gaussienne par exemple.

Dans la version THSS [1], qui nous intéresse ici, le support est subdivisé en trames de durée T_f . Chaque trame est divisée en *chips* de durée T_c où les impulsions sont émises. Pour une durée de trame fixée et une modulation binaire (le nombre de bits codés par l'impulsion est égale à 1), le rythme symbole s'exprime à partir de l'équation 3.1.

$$R_s = \frac{1}{T_f} \quad (3.1)$$

Les impulsions peuvent être transmises de deux manières donnant lieu à deux formes de trains d'impulsions [1][2]:

- Le train d'impulsions uniformément espacées : dans cette forme les impulsions sont transmises à la même position dans chaque nouvelle trame, elles sont uniformément espacées.
- Le train d'impulsions aléatoires : dans cette forme les impulsions sont transmises suivant un code pseudo-aléatoire de longueur N_s , dans le but d'éviter des collisions catastrophiques.

De façon générale, la modélisation d'une technique de partage du support doit consacrer une attention particulière aux collisions. Ce qui est rendu plus difficile dans le cadre des communications sans fil où l'on ne peut pas émettre et écouter le support en même temps.

Dans les techniques de modulation où la forme d'onde émise est continue, lorsque deux transmissions se recouvrent ou se chevauchent sur un intervalle de temps ΔT , cela induit des collisions ou interférences sur tout l'intervalle considéré (voir Figure 3.2).

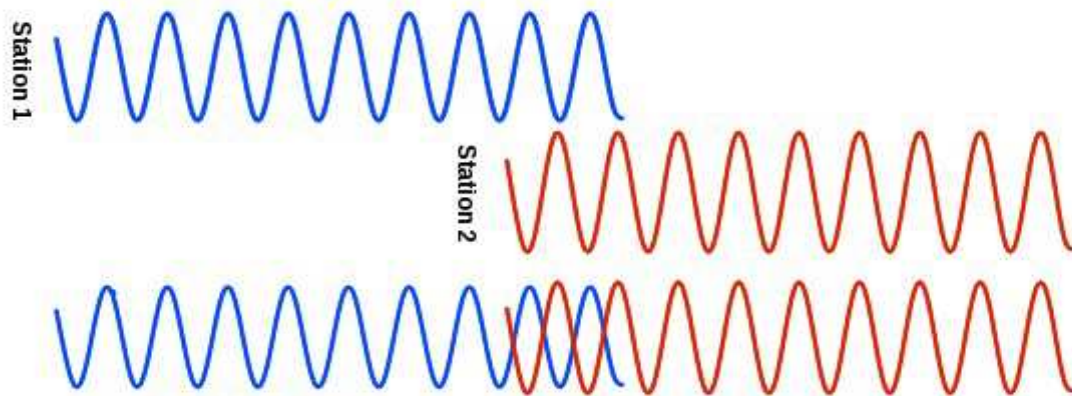


Figure 3.2: Illustration d'une collision d'onde continue

Il est important de noter que la perception des collisions au niveau du récepteur avec IR-UWB est bien différente de ces techniques (voir Figure 3.3).

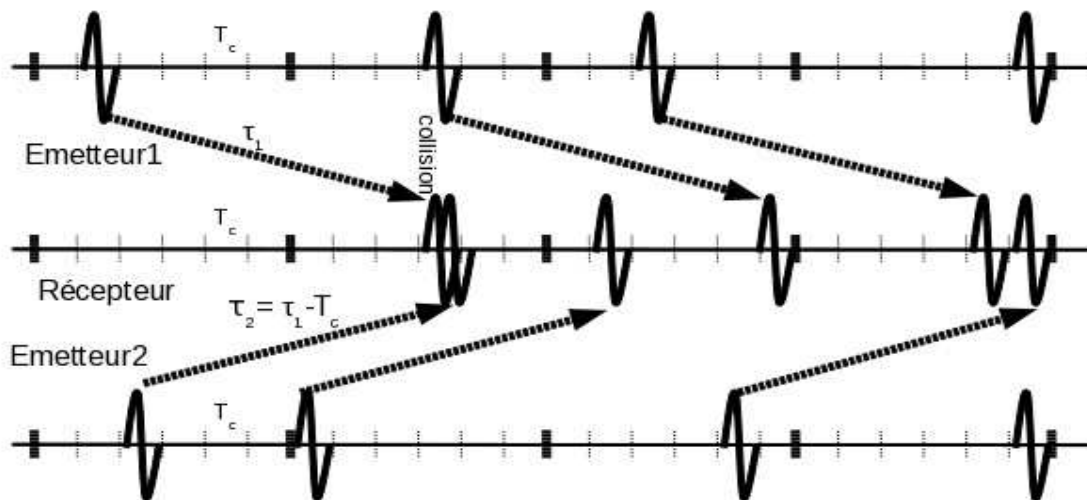


Figure 3.3: Illustration des collisions en IR-UWB

Les problèmes liés à sa prise en compte dans un simulateur de réseaux sans fil sont traités dans [3] [4], parmi ceux identifiés nous avons :

- L'absence de la prise en compte de techniques d'accès par répartition de codes : Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS), DSSS etc.
- Une modélisation simplifiée de la détection et de l'acquisition du signal.
- L'absence de modèles d'erreurs et d'évaluation du SINR dans certains cas.

A ces insuffisances qui sont surtout valables pour le simulateur utilisé dans [3]: NS-2, on peut rajouter la non prise en compte de capteurs et du canal de captage.

Après avoir identifié les problèmes liés à la prise en compte de IR-UWB dans le simulateur NS-2, [3][4] proposent une architecture de modélisation pour ce simulateur. Ce modèle possède tout de même l'inconvénient d'évaluer l'interférence *multi-utilisateur* à l'aide d'une formulation approximative. Ce qui induit une prise en compte inexacte du nombre d'utilisateurs actifs et du délai de propagation. Une autre architecture, inspirée de cette première a été proposée pour le simulateur OMNet++ [5]. Cette architecture représente les impulsions sous forme triangulaire à l'aide d'échantillon de trois points. Ce qui a pour conséquence une augmentation de la consommation de ressources (mémoire et CPU) disponibles. De plus, sa technique de prise en compte de l'interférence *multi-utilisateur* proposée est très coûteuse du point de vue de la simulation à événements discrets.

Pour remédier aux problèmes mentionnés ci-dessus, nous proposons un nouveau modèle qui évite toute hypothèse sur ces deux paramètres clés. Nous procédons ensuite à la mise en œuvre de cette architecture grâce au simulateur *GloMoSim*. *GloMoSim* a été choisi pour sa scalabilité et son extensibilité.

3.2 Le Simulateur *GloMoSim*:

Comme énoncé, *GloMoSim* est un simulateur de réseaux mobiles ad hoc à grande échelle, développé à l'University of California Los Angeles (UCLA). Il est basé sur le langage *Parsec* pour Parallel Simulation Environment for Complex Systems qui est dérivé du langage *Maisie* très semblable au langage C. C'est un C auquel sont rajoutées des fonctions d'envoi, de réception de message et de gestion de timer. L'élément de base dans le *Parsec* est l'entité. *GloMoSim* profite de cet aspect. Il bénéficie d'une conception modulaire et hiérarchique, dans laquelle, un ensemble de nœuds sont agrégés au sein d'une seule entité *Parsec* encore appelée *partition*. De même, la pile de protocole est agrégée dans une seule entité de façon très fidèle au concept de structuration en couche du modèle OSI. Ces deux techniques d'agrégation lui confèrent une très bonne scalabilité (support pour la simulation de milliers de nœuds). De plus, il supporte la simulation distribuée. Les interactions inter-couches se font très simplement par l'utilisation d'Application Programming Interface (API) réutilisables et extensibles. Quant aux autres interactions entre nœuds et la gestion du *timer*, elles sont assurées par le moteur de simulation: *Simulation Engine*. *GloMoSim* constitue l'un des simulateurs les plus riches, avec une modélisation très fidèle des couches basses, auxquelles nous nous intéressons : MAC-PHY. En résumé, parmi les avantages de *GloMoSim* par rapport aux autres simulateurs de réseaux de télécommunication nous avons [6] :

- Le passage à l'échelle : En effet, *GloMoSim* a démontré sa capacité à simuler des centaines de nœuds.
- La précision des modèles : *GloMoSim* propose des modèles très précis au niveau du canal de propagation et de l'interface radio. Ces modèles peuvent être basés sur une évaluation analytique ou expérimentale.

[7] Cependant, comme les autres simulateurs de la littérature, en dehors de [4] et [5], il n'intègre pas de modèles pour la simulation de la technique IR-UWB. C'est pourquoi nous proposons et développons une architecture de modélisation de IR-UWB à l'aide de *GloMoSim* en insistant sur la précision.

Nous intervenons principalement sur les bibliothèques */radio* et */mac*, où nous développons les

modèles suivants pour la prise en compte de IR-UWB.

- **Radio**
 - *TimeHoppingImpulseRadio* : représente la radio impulsionnelle, Il contient l'ensemble des fonctions nécessaires pour la modélisation de l'émission, la réception, le calcul des séquences de réception, la vérification de l'orthogonalité etc..
 - *ImpulseRadio* : contient la modélisation de la radio impulsionnelle sans l'utilisation de séquences de *time-hopping*.
- **MAC**
 - *UnslottedAloha* pour IR-UWB : est assez semblable au protocole UnSlotted ALOHA [8]. Il prend également en compte le timing induit par la division du support en *trames* puis en *chips* spécifiques à IR-UWB
 - *SlottedAloha* pour IR-UWB : est assez semblable au protocole Slotted ALOHA [8]. Il prend non seulement en compte le timing qui est induit par la division du support en *trames* puis en *chips* mais aussi la subdivision du support lui-même en *slots* de durée égale spécifique à la version Slotté du protocole Aloha.

L'environnement de développement est un PC avec le Système d'Exploitation (SE) Windows avec l'Integrated Development Environment (IDE) Visual C++ 6.0 et donc le compilateur cl pour le premier modèle. Pour le second, le SE est Linux, avec Eclipse, gcc comme compilateur, Gdb et Valgrind pour le débogage, Doxygen pour la documentation et Git pour le versionnement.

3.3 Modélisation basée sur l'utilisation d'un train d'impulsions uniformément espacés

Dans ce premier modèle, nous nous intéressons à la prise en compte de train d'impulsions uniformément espacées représenté sur la Figure 3.4. Comme déjà énoncé, dans cette forme, les impulsions sont espacées d'une durée égale à T_f de manière uniforme.

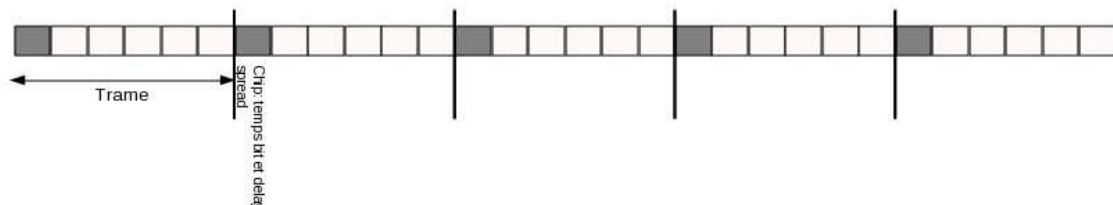


Figure 3.4: Illustration d'un train d'impulsion uniformément espacé

Chaque trame est divisée en *chips* de durée égale à T_c . Les impulsions sont transmises régulièrement sur le même *chip*, elles sont donc uniformément espacées. Cette technique est la plus simple, elle permet l'accès *multi-utilisateur* et la réception multiple, mais elle

reste très sensible aux collisions catastrophiques comme le protocole ALOHA.

3.3.1 Théorie de la modélisation

L'expression correspondante à ce type de train d'impulsions est donnée dans l'équation 3.2 avec E_{tx} , l'énergie de l'impulsion, x_{tx} représente la forme de l'impulsion et j représente la position de l'impulsion dans le train émis, C_k représente la position de l'impulsion dans la trame et T_f représente la durée de la trame.

$$s^{(k)}(t) = \sum_j \sqrt{E_{tx}} x_{tx}(t - jC_k T_f) \quad (3.2)$$

Le signal reçu, après les distorsions du canal, est représenté suivant l'expression de l'équation 3.3 où τ_k représente le délai de propagation des impulsions entre l'émetteur et le récepteur, A_k représente l'atténuation subie par les impulsions émises par l'utilisateur k et $n(t)$ représente le bruit additif gaussien de densité spectrale $N_0/2$ avec $N_0 = kTB$, avec k la constante de Boltzmann, T la température du bruit et B la largeur de bande.

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} A_k S_{rx}(t - \tau_k) + n(t) = \quad (3.3)$$

$$A_1 S_{rx}(t - \tau_1) + \sum_{k=2}^{N_u} A_k S_{rx}(t - \tau_k) + n(t) \quad (3.4)$$

La réécriture de (3.3) en (3.4) permet une séparation nette entre le signal de l'utilisateur qui nous intéresse de l'interférence *multi-utilisateur* et le *bruit blanc*.

La condition d'interférence pour un train d'impulsions uniformément espacées est représentée sur l'expression de l'équation 3.5.

$$(\tau_1 + T_c C_1) \bmod T_f = (\tau_k + T_c C_k) \bmod T_f \quad (3.5)$$

Il faut remarquer que dans la deuxième partie de cette équation 3.5 représente la position à laquelle l'impulsion émise à la position C_k est reçue dans la trame du récepteur.

3.3.2 Implémentation

3.3.2.1 Hypothèses

Dans la mise en œuvre de ce premier modèle, basé sur des trains d'impulsions uniformément espacées, nous émettons les hypothèses suivantes :

- Pas de transmissions multiples ou entrelacées : l'interface radio ne peut émettre qu'un seul Physical layer convergence protocol-Protocol Data Unit (PPDU) à la fois.

- Réception multiple : l'interface radio est capable de recevoir plusieurs PPDU à condition qu'elles ne soient pas interférentes. Elles doivent toutes être reçues avec une puissance suffisante pour être décodées.
- Pas de préemption en émission : toute transmission qui débute se poursuit jusqu'à sa fin programmée. A l'inverse, une réception peut engendrer la perte d'une réception précédente.
- La durée d'un *chip* inclue le *delay-spread*, ce qui constitue plus une hypothèse sur le type de récepteur qui n'utilise pas de technique d'égalisation.
- Les impulsions sont uniformément espacées, même si chaque nœud utilise une position différente dans sa trame pour émettre ses impulsions.
- Les différentes stations peuvent ne pas être synchronisées sur la *trame*, chaque nœud effectue les calculs sur la position des *chips*, suivant sa propre perception.

3.3.2.2 L'émission

Les trames sont construites au niveau de la couche MAC à partir des paquets à transmettre, puis elles sont émises sur l'interface de la couche PHY. L'émission d'une trame par la couche PHY sur l'interface radio engendre la modification de l'état d'un *chip* C_i sur toutes les *trames* (trames IR-UWB) qui apparaissent jusqu'à la fin de cette transmission. La durée d'une transmission évaluée grâce à l'équation 3.6 dépend du temps symbole T_s et de la taille de la trame, plus précisément le nombre de bits qui la composent.

$$T_{trans} = length_{ppdu} T_b \quad (3.6)$$

$$T_b = \frac{1}{R_b} \quad (3.7)$$

$$R_b = N_b R_s \quad (3.8)$$

$$R_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.9)$$

Dans l'expression permettant d'évaluer le temps de transmission d'un PPDU donnée en (3.6), $length_{ppdu}$ représente la taille de la trame en bits et T_b représente le temps bit. Dans la relation entre le rythme binaire et le rythme symbole donnée en (3.8), N_b représente le nombre de bit par symbole. Enfin, dans l'expression 3.9, R_s représente le rythme symbole et T_s le temps symbole.

3.3.2.3 La réception

La succession d'impulsions, après avoir parcourue la distance d entre l'émetteur et le récepteur à travers le canal de propagation, est reçue au niveau de l'interface radio du récepteur. Soit T_j l'instant de transmission de l'impulsion j et $T_j + \tau_j$ l'instant de réception. La valeur de τ_j s'obtient à partir de l'équation 3.10.

$$\tau_j = \frac{d_j}{c} \quad (3.10)$$

Dans (3.10), d_j représente la distance entre l'émetteur et le récepteur et c la vitesse de la lumière en espace libre. Pour une distance de 10 m on obtient une valeur de τ_j égale à 33ns, ce qui n'est pas négligeable devant la durée d'un *chip* qui est de l'ordre de quelques ns (2ns dans la spécification du standard 802.15.4a).

La Figure 3.5 présente une illustration de l'émission et de la réception sur un oscilloscope [9].

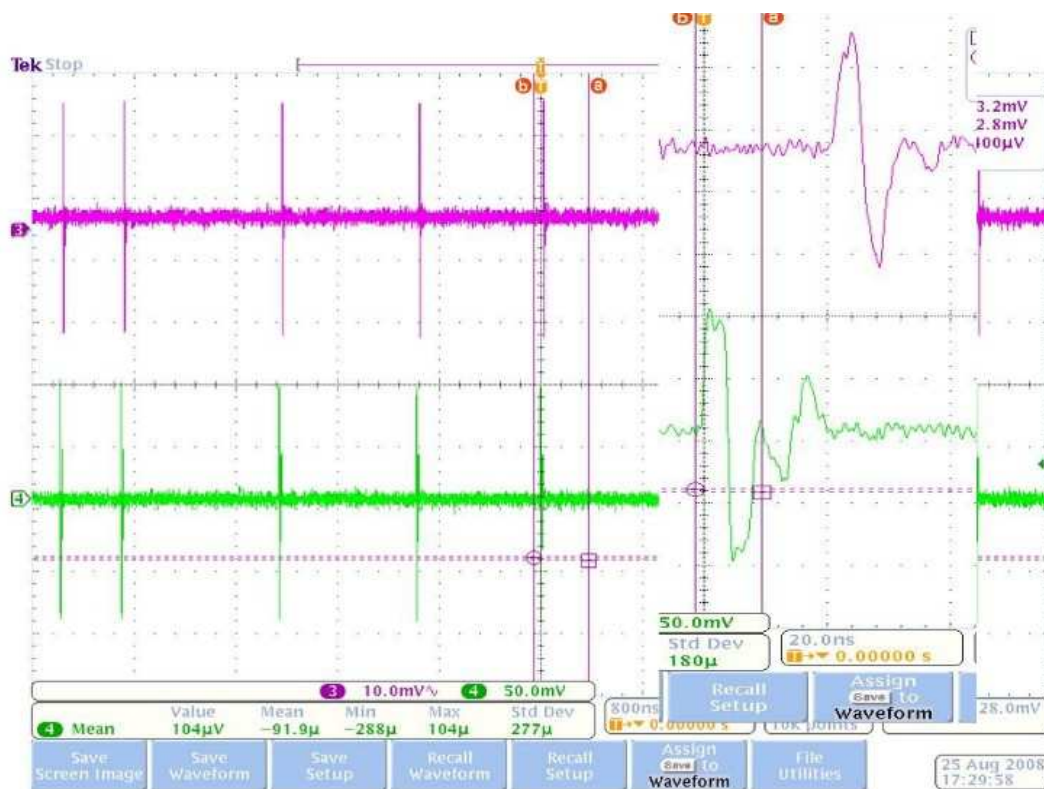


Figure 3.5: Émission Réception en IR-UWB

3.3.2.4 Le modèle de simulation

Pour la prise en compte des particularités de IR-UWB, nous profitons de toute la puissance de la simulation à événements discrets. Au lieu de tenter une sauvegarde d'un

échantillon des impulsions comme dans [5] et sachant que cela engendre une importante quantité de mémoire et affecte les ressources disponibles pour le calcul. Notre approche prend en compte les variations de l'état du système par un formalisme mathématique. Plus précisément, si nous bloquons notre système à l'instant T, après le début d'une ou plusieurs réception, grâce à l'équation 3.5, nous sommes capables de retrouver les impulsions de toutes les transmissions en cours à l'instant T.

Le principal problème rencontré est un souci de granularité, où l'on est contraint d'émettre une hypothèse sur la durée du *chip*. Plus nous diminuons le pas, plus le modèle est précis et plus il prend du temps à s'exécuter et passe donc moins à l'échelle.

La représentation de cette forme requiert une définition de l'état de tous les *chips* de la *trame*. Nous définissons l'état d'un *chip* conformément aux différents états de l'interface radio dans *GloMoSim* (voir Figure 3.6) :

- ◆ IDLE : le *chip* n'est pas utilisé, ni en émission ni en réception.
- ◆ SENSE : le niveau de signal sur le *chip* est supérieur à la sensibilité du récepteur mais insuffisant pour être décodé
- ◆ RECEIVE : le niveau de signal de l'impulsion sur ce *chip* est supérieur à la sensibilité du récepteur et suffisant pour être décodé.
- ◆ TRANSMIT : ce *chip* est utilisé par son propriétaire pour la transmission d'impulsions.

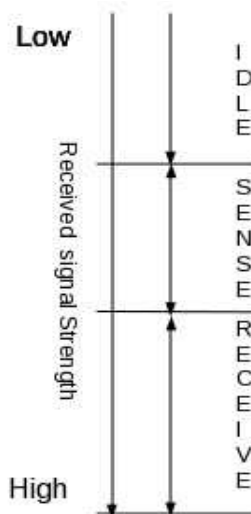


Figure 3.6: Illustration des différents états de l'interface radio en fonction de la puissance

L'état des différents *chips* est obtenu à partir du Signal to Interference and Noise Ratio (SINR) qui est évalué à partir de l'équation 3.11.

$$SINR = \frac{P_1}{FP_n + \sum_{k=2}^{N_u} \tilde{P}_k} \quad (3.11)$$

Dans cette équation, (3.11), P_1 représente la puissance des impulsions de l'utilisateur qui nous intéresse, F représente la Figure de bruit, P_n représente la puissance du bruit blanc gaussien avec $P_n = \frac{KT}{2}$, où K est la constante de Boltzmann et T représente la température du bruit. P_k représente la puissance des impulsions des utilisateurs interférents. Leur puissance n'est prise en compte que lorsque la condition d'interférence exprimée dans l'équation 3.5 est bien vérifiée.

Nous utilisons pour la détection des collisions un raisonnement événementiel profitant des avantages de l'approche de simulation à événements discrets. De manière générale, lors de la réception de la première impulsion d'un PDU sur une interface radio :

- On vérifie s'il n'engendre pas de collision avec les PDUs en cours de réception : collision due à la distance ou collision de code (code d'émission translaté par la durée de propagation). On notera que dans le cas de train d'impulsions uniformément espacées, chaque élément du code d'émission est translaté par le délai de propagation.
- Si ce n'est pas le cas, le récepteur concerné prend en charge la nouvelle transmission jusqu'à l'instant de réception de la dernière impulsion de celle-ci. Le dernier *chip* occupé par cette réception est déterminée en fonction de la taille du PDU et du temps symbole, équation 3.6.
- Si aucun événement modifiant un *chip* occupé n'est observé jusqu'à la fin de la réception, on évalue la probabilité d'erreur, puis par simulation sur une variable aléatoire uniforme, on décide ou non si la succession de bits, tous reçus avec le même SINR est sans erreur.
- Si un événement modifiant un *chip* qui est utilisé en réception a lieu avant la réception de toutes les impulsions de la réception en cours :
 - Réception d'une nouvelle impulsion sur un *chip* déjà occupé en réception. Cet événement peut avoir l'un des deux effets suivants :
 - L'abandon de la réception en cours si la puissance du nouveau signal reçu est supérieure à l'ancien. Dans ce cas la puissance de transmission des impulsions constituant le premier PDU est additionnée au bruit de fond du récepteur jusqu'à sa fin de réception programmée. Le nouveau signal reçu devient celui en cours de réception sur ce *chip*.
 - L'addition simplement de la puissance du nouveau signal au bruit de fond du récepteur. Avant cette addition on évalue, toujours la probabilité d'erreur sur les impulsions déjà reçues car elles sont reçues avec un SINR qui est différent de celui des impulsions à venir.
 - Émission par l'émetteur d'une impulsion sur un *chip* en réception : engendre une perte de la réception. La puissance de la réception perdue est additionnée au bruit et l'émission se poursuit normalement. Si on désire éviter ce phénomène, il faut le prendre en compte au niveau de la couche MAC, par l'utilisation d'un mécanisme de détermination de l'état du canal.

3.4 L'accès multi-utilisateur basé sur la technique time-hopping

3.4.1 La technique time-hopping

Comme déjà énoncé, IR-UWB offre la possibilité de l'accès *multi-utilisateur* grâce aux techniques TH et DS. Nous nous intéressons ici à la technique TH, représentée sur la Figure 3.7.

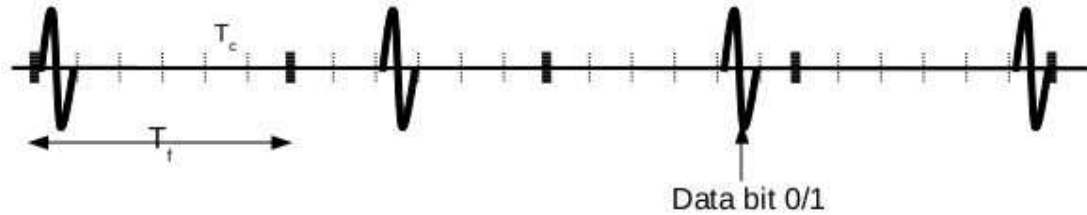


Figure 3.7: Illustration d'une transmission en IR-UWB

Cette figure illustre les impulsions émises par un émetteur qui transmet une impulsion sur chaque trame à des positions différentes. La fréquence de répétition des impulsions, Pulse Repetition Frequency (PRF) est $1/T_t$. Par l'utilisation de séquences faiblement corrélées, plusieurs transmissions peuvent avoir lieu simultanément sans forcément engendrer de collisions [2].

3.4.2 Théorie de la Modélisation

La principale contribution de cette partie réside dans la prise en compte de IR-UWB par une modélisation plus précise des collisions d'impulsions en présence de l'interférence *multi-utilisateur*.

Le signal transmis par l'utilisateur k , $s_{tx}^k(t)$ est représenté par l'équation 3.12, où E_{tx} représente l'énergie de l'impulsion émise, x_{tx} la forme de l'impulsion et c_j dénote l'élément du code utilisé pour la transmission du j ième mono cycle du train d'impulsions [1].

$$s_{tx}^k = \sum_{j=-\infty}^{j=+\infty} \sqrt{(E_{tx})} x_{tx}(t - jT_f - c_j^k T_c) \quad (3.12)$$

Le récepteur reçoit $r(t)$ représenté par l'équation 3.13. Où A_k représente l'atténuation subie par le signal de l'utilisateur k , τ_k le délai de propagation de l'utilisateur k et $n(t)$ le bruit additif gaussien de densité spectrale $\frac{N_0}{2}$, avec $N_0 = KT$

$$r(t) = \sum_{k=1}^{k=N_u} A_k S_{rx}(t - \tau_k) + n(t) = \quad (3.13)$$

$$A_1 S_{rx}(t - \tau_1) + \sum_{k=2}^{N_u} A_k S_{rx}(t - \tau_k) + n(t) \quad (3.14)$$

La décomposition 3.14 permet une séparation du signal de l'utilisateur qui nous intéresse de l'interférence causée par les autres utilisateurs et du bruit additif gaussien.

3.4.3 Implémentation

Hormis l'utilisation de séquences de *time-hopping* et l'absence de mécanismes de réception multiples dans cette modélisation, les hypothèses émises ici restent semblables à celles du premier modèle.

3.4.3.1 L'émission

L'émission d'un paquet engendre la modification périodique de certains *chips* suivant la séquence de transmission utilisée. La période à laquelle l'état d'un *chip* est modifié dépend de la longueur de la séquence de saut utilisée. Pour les besoins de la simulation, cette séquence est rajoutée au message de propagation.

3.4.3.2 La réception

A la réception, le récepteur calcule la séquence de *time-hopping* de la réception en fonction de la séquence d'émission. Plusieurs scénarios sont possibles suivant l'état de la radio :

- S'il n'y a aucune réception en cours, le récepteur se synchronise sur la réception courante.
- S'il existe une ou plusieurs réceptions en cours deux cas de figure sont possibles :
- La puissance de la nouvelle réception est supérieure à la puissance de la réception en cours ; le récepteur abandonne alors la première et se synchronise sur la nouvelle réception.
- La puissance de la nouvelle réception est inférieure à la puissance de la réception en cours, elle est donc sauvegardée dans la matrice des réceptions concurrentes, ce mécanisme est détaillé plus loin.

3.4.3.3 Le modèle de simulation

Le modèle de simulation est construit à partir de la formulation développée dans la section Théorie de la modélisation. La première partie de l'équation 3.14 représente l'utilisateur qui nous intéresse tandis que sa deuxième partie représente l'interférence *multi-utilisateur*. Pour prendre en compte cet aspect, nous utilisons une représentation matricielle α (Figure 3.8) au niveau de la couche PHY du simulateur [10], ce qui permet de sauvegarder le code du train d'impulsions des communications interférentes ainsi que celles de la réception en cours.

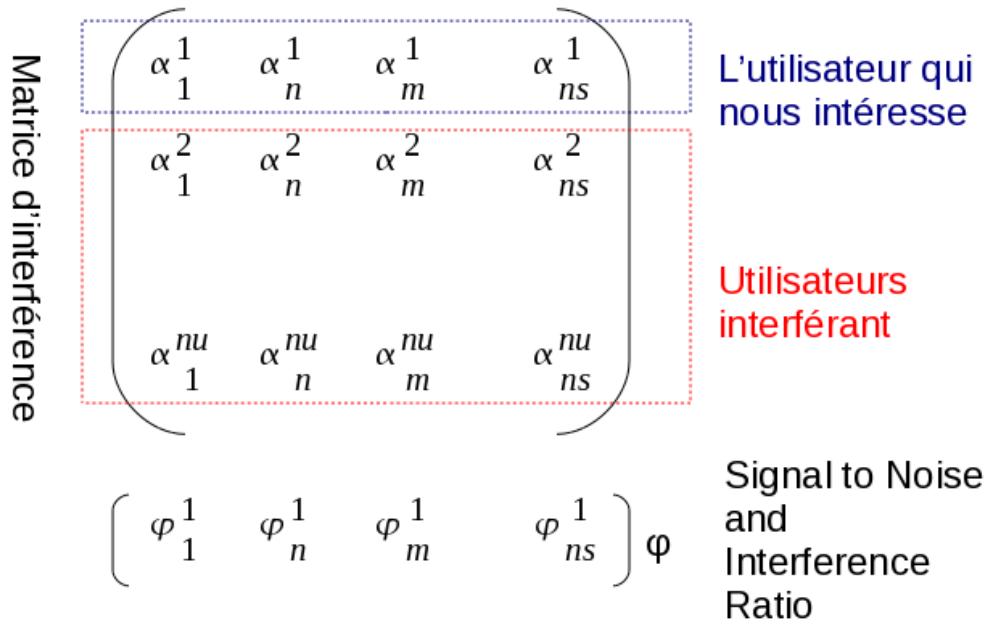


Figure 3.8: Matrice d'interférence

Il est important de signaler que la séquence de réception de *l'utilisateur k* est différente de sa séquence d'émission, contrairement aux autres techniques d'étalement de spectre. Ce qui représente une erreur courante dans les modèles développés pour IR-UWB [4]. Pour une modélisation correcte, il convient donc de retrouver la condition d'interférence valide et propre à la technique IR-UWB. Ce qui nécessite tout d'abord un calcul correct de la séquence de réception. Les éléments de cette séquence sont évalués suivant la formulation exprimée dans l'équation 3.15. Ces éléments sont sauvegardés dans la matrice d'interférence α .

$$\alpha_j^k = (\tau_k + T_c c_j^k) \bmod T_f \quad (3.15)$$

$\alpha[k][j]$ pour $k=1..N_u$ contient la séquence de la $k^{\text{ième}}$ réception, avec N_u , le nombre d'utilisateurs actifs.

La condition d'interférence entre *l'utilisateur 1* (l'utilisateur qui nous intéresse) et *l'utilisateur k* est exprimée à partir du code d'émission c , du délai de propagation τ , de la durée de la trame T_f et de la durée du *chip* T_c .

$$(\tau_1 + T_c c_j^1) \bmod T_f = (\tau_k + T_c c_j^k) \bmod T_f \quad (3.16)$$

Le SINR qui est utilisé pour l'évaluation du Bit Error Rate (BER) du signal utile, représenté par le contenu du vecteur ϕ , est évalué à partir de l'équation 3.17. Dans cette expression, $\phi[k]$ représente le SINR du $k^{\text{ième}}$ élément de la séquence du signal utile (Utilisateur qui nous intéresse), P_k représente la puissance de l'impulsion à la position k , F et P_n représente respectivement la Figure et la puissance du bruit.

$$\varphi_j^1 = \frac{P_1}{FP_n + \sum_{k=2}^{N_n} \tilde{P}_k} \quad (3.17)$$

Dans l'expression d'évaluation du SINR, $\tilde{P}_k$ permet de limiter l'évaluation de l'interférence aux utilisateurs dont le code de réception interfère effectivement avec la réception en cours.

$$\tilde{P}_k = \begin{cases} P_k & (\tau_k + T_c c_j^k) \bmod T_f = (\tau_1 + T_c c_j^1) \bmod T_f \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (3.18)$$

$$N_0 = KT \quad (3.19)$$

$$P_n = N_0 W \quad (3.20)$$

La puissance du bruit gaussien est obtenue suivant l'équation 3.20 , où W est la largeur de bande utilisée, N_0 est évaluée à partir de 3.19 dans laquelle K représente la constante de Boltzmann et T la température de bruit.

3.4.3.4 Évaluation du BER

La table de BER utilisée pour la décision sur les bits reçus au niveau de la couche PHY est obtenue à partir de [11]. Cette table peut être dérivée d'une simulation Matlab de la chaîne d'émission/réception IR-UWB, par mesures sur des prototypes dans l'environnement cible ou de manière analytique [9]. Le prototype IR-UWB sur lequel cette modélisation est basée est présentée sur la Figure 3.10. La Figure 3.9 illustre le mécanisme de simulation du BER et la décision sur les bits reçus, au niveau de la couche PHY du simulateur.

A chaque nouvelle variation du SINR, une simulation d'erreur est effectuée pour déterminer si les bits reçus avec le SINR courant sont bien détectés ou non. La probabilité d'erreur est évaluée à l'aide de l'expression 3.21.

$$\text{errorProbability} = (1 - \text{BER})^{\text{numBits}} \quad (3.21)$$

Dans cette expression, on notera que BER représente la probabilité qu'un bit soit erroné donc $(1 - \text{BER})$ représente la probabilité qu'un bit soit bien reçu. L'expression finale se justifie par l'application de la règle des probabilités ET pour deux événements indépendants. La décision est ensuite prise en effectuant une simulation sur une variable aléatoire réelle tirée dans l'intervalle [0-1].

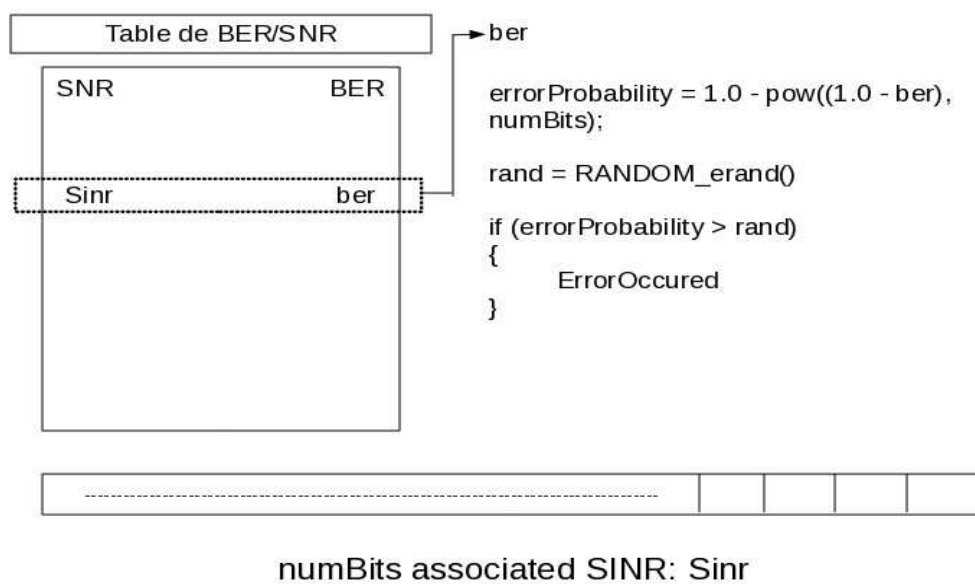


Figure 3.9: Simulation et Décision sur le taux d'erreur binaire à partir d'une table pour une réception.

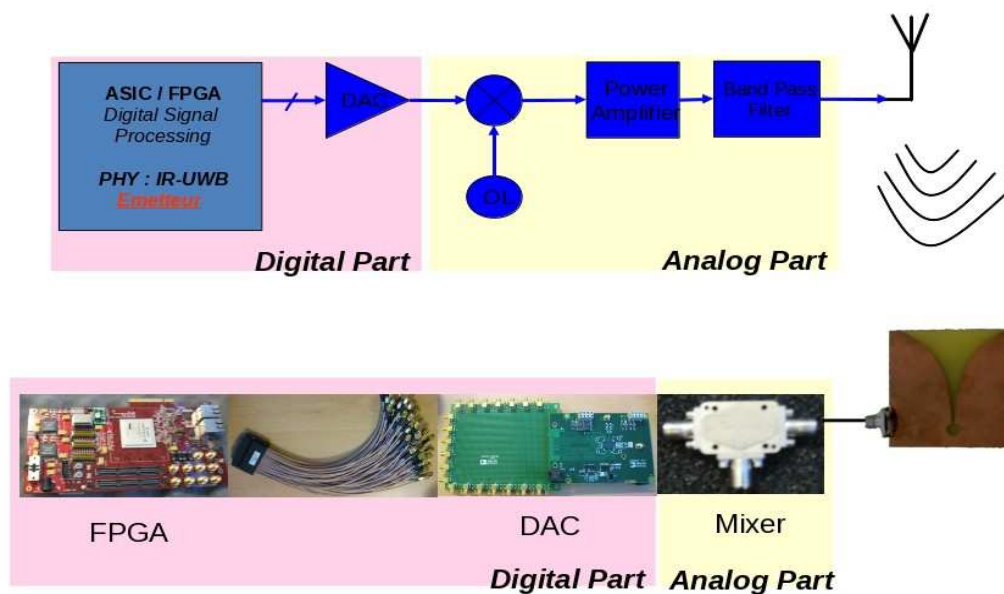


Figure 3.10: Prototype IR-UWB [9]

3.5 Modélisation de la couche MAC

Dans les modèles de simulation de la couche MAC, nous partons des hypothèses suivantes [12] [13]:

- Pas d'utilisation du mécanisme *carrier sense* qui permet de détecter la présence

d'un signal sur le canal. Car, la notion de canal libre est difficile à définir dans le cadre de l'IR-UWB [24]. De plus une station émet sur un seul code et peut éventuellement recevoir sur plusieurs. Il convient donc qu'elle soit prioritaire sur son code d'émission.

- Pas d'émission entrelacée de PDUs sur l'interface radio, les paquets sont émis successivement.
- Possibilité de réceptions multiples de PDUs reçus avec un bon niveau de puissance et n'ayant pas subis de collision sur l'interface radio.

Il faut noter que les couches MAC modélisées sont simples, adaptées à la technique IR-UWB mais n'apportent aucune nouveauté par rapport à la littérature.

3.5.1 *Unslotted ALOHA* pour IR-UWB

Son diagramme de transition est représenté sur la Figure 3.11. Dans cette méthode, la notion de *slots* n'est pas utilisée : lorsqu'une station désire émettre un PDU, elle le transmet directement sur l'interface radio si celle-ci n'est pas déjà utilisée en émission. L'interface radio se charge d'émettre le train de bits ou suite d'impulsions sur le médium en respectant sa propre séquence. Après l'envoi, un *timer* de retransmission est armé. On se met donc dans un état d'attente d'accusé de réception du PDU émis.

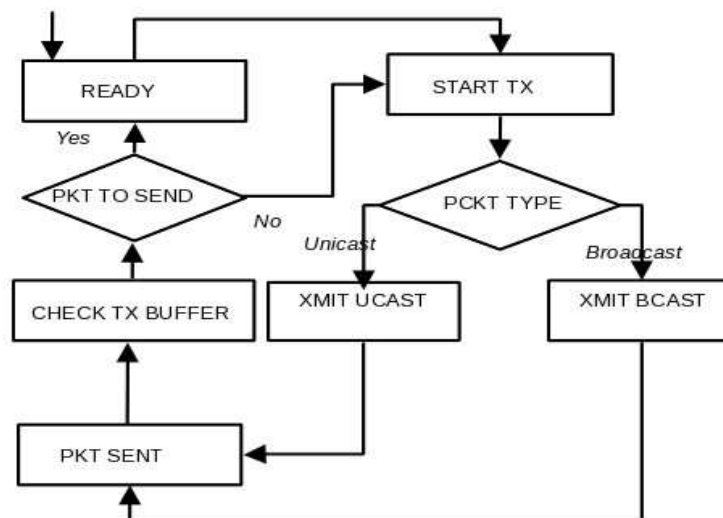


Figure 3.11: UnSlotted Mac

Si l'accusé de réception du PDU courant est reçu avant l'expiration du *timer*, celui-ci est désactivé puis on vérifie si la file d'attente des paquets provenant de la couche réseau destinés à cette interface n'est pas vide. Si c'est le cas, on choisit le premier paquet en tête de file, puis on l'encapsule dans un MAC-PDU que l'on transmet. La priorité est donc de type premier arrivé premier servi, First Come First Served (FCFS). Sinon, on se met en attente d'émission de paquet. Durant cette attente, les réceptions de PDUs se poursuivent normalement. Au signal de fin de réception totale d'un PDU bien reçu par l'interface radio, le processus inverse de l'encapsulation est effectué : retrait de l'entête MAC, puis envoi du

PDU à la couche réseau si on est destinataire.

Dans le cas où le *timer* de retransmission expire avant la réception de l'accusé de réception) on retransmet le PDU émis. Une borne maximale de retransmission nous évite de transmettre indéfiniment un même PDU. Une fois cette borne atteinte, on supprime le PDU courant et on passe au prochain dans la file.

3.5.2 Slotted ALOHA pour IR-UWB

Son diagramme de transition est représenté sur la Figure 3.12. Dans cette méthode, chaque station émet périodiquement sur un *slot* en utilisant son code d'accès.

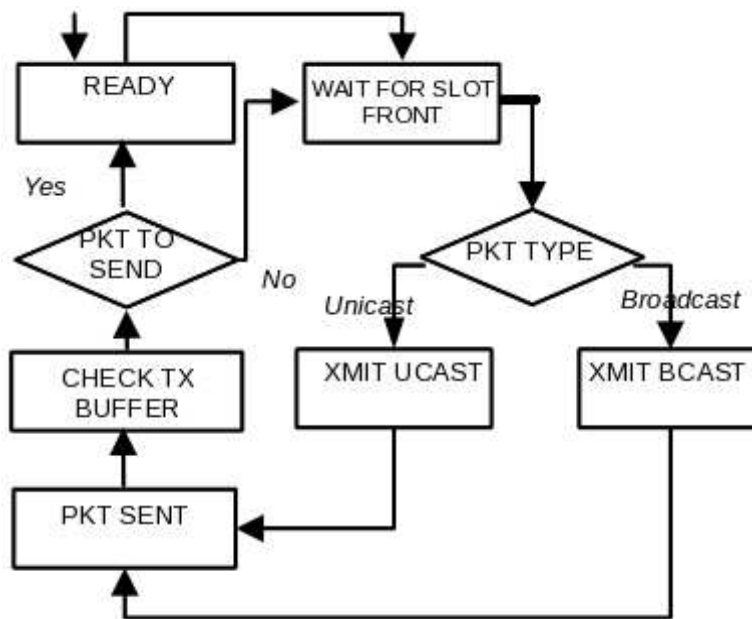


Figure 3.12: Slotted Mac

Un *slot* est constitué d'un certain nombre de bits donc de trames, l'émetteur envoie un bit sur chaque trame du *slot* en fonction de son code. Comme on peut le constater, divers paramètres peuvent influencer sur le comportement de cette méthode : la taille des *slots*, l'intervalle entre les *slots*, leur technique de gestion etc. Si à l'arrivée du prochain *slot*, le PDU émis n'est toujours pas acquitté, il est retransmis. Le délai de retransmission est donc égal à la taille du PDU moins la durée du *slot* dans ce cas. Comme dans la méthode précédente, une borne maximale de retransmission est fixée et les accusés sont prioritaires par rapport aux autres types de PDUs. Dans la présente méthode, l'émission n'étant pas immédiate, il devient nécessaire d'introduire deux états d'attente qui représentent l'état de la couche MAC avant l'arrivée du prochain *slot* : attente de l'apparition du *slot* puis attente du premier *chip* à utiliser.

3.5.3 Application de protection par des réseaux de capteurs sans fil

Pour la définition de scénarios permettant une évaluation de performances des

modélisations effectuées, nous considérons un système de détection d'intrusion sur une surface protégée (voir Figure 3.13).

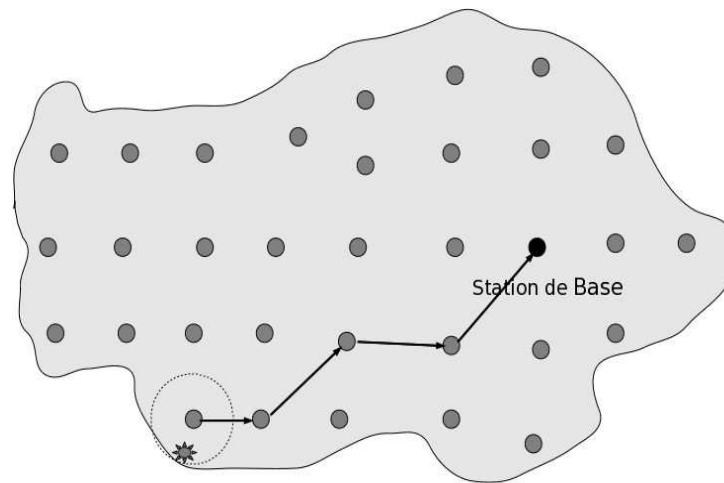


Figure 3.13: Illustration de l'application de protection par les réseaux de capteurs.

Cette application est réalisée à l'aide du simulateur *GloMoSim* (voir Figure 3.14) [14]. Dans l'application considérée, on distingue trois types de nœuds : la station de base, les capteurs et les intrus. Comme *DistressNet* [15], un exemple de mise en œuvre d'un tel système est le système de protection *SPECTRE* [16] :

“SPECTRE permet de sécuriser une zone contre des intrusions avec un nombre réduit de soldats en faction et de limiter leur exposition à des attaques surprises. Outre les dispositifs de surveillance et de détection (barrière infrarouge, caméra, etc.), le système prévoit une gradation des effets de dissuasion allant de l'avertissement sonore jusqu'au déclenchement automatique d'effets à létalité réduite. Rapidement déployable, SPECTRE peut contribuer à la sécurité de grands événements ou sommets de type G8. Le système de protection des éléments terrestres (Spectre) a pour objectif d'interdire à du personnel à pied la libre circulation à l'intérieur de la zone d'action d'une unité en stationnement. Ce système doit combler le trou capacitair apparue engendré par l'interdiction d'emploi des mines anti personnelles et répondre à l'évolution du contexte d'engagement. Deux types de systèmes sont envisagés :

- *Protection d'une zone de 200 300 m², donnant la priorité à l'alerte et la dissuasion ;*
- *Protection d'une zone de 600 800 m², permettant l'alerte, l'évaluation de la menace, l'action graduée et le compte rendu.”*

Dans ce cas où l'objectif est une contribution des réseaux de capteurs à la protection de surface, la station de base sera située de préférence au niveau du coordinateur, responsable de l'équipe de protection. Le système assurera une détection de toute intrusion susceptible d'être une menace puis enverra une notification à la station de base dans le plus bref délai. Les différents événements signalés par les capteurs disposés sur la zone aideront très certainement le coordinateur à mieux guider la vigilance de ses hommes en leur ordonnant une attention particulière vers les points potentiellement suspects.

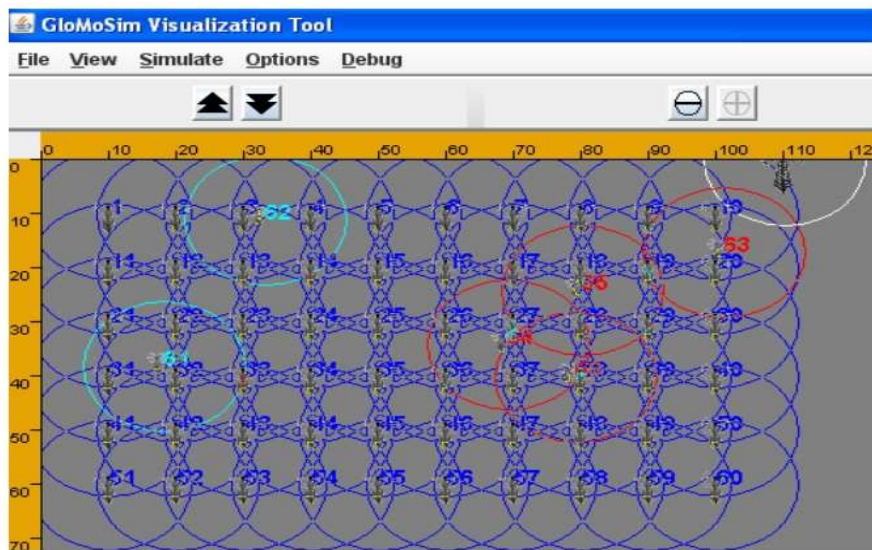


Figure 3.14: Simulation de réseaux de capteurs avec GloMoSim

3.5.3.1 Présentation de l'application

Le rôle des différentes entités présentes dans le système se résume comme suit:

- La station de base est un nœud central vers lequel les informations collectées sont acheminées. Cette station communique avec les capteurs disposés pour protéger la zone grâce à une interface radio sans fil. Elle sert de centre de décision.
- Les capteurs sont des nœuds détecteurs placés sur la zone suivant une stratégie à définir. Ils sont dotés de dispositifs de captage : microphone, infrarouge, sismique caméra etc.. Ce qui leur permet de détecter toute violation de la zone à protéger. Ils possèdent également une interface radio pour les communications sans fil. Dans le cas d'une seule cellule : Basic Service Set (BSS) ou PicoNet, les informations collectées par les capteurs sont directement envoyées à la station de base. Dans un mode de fonctionnement ad hoc on pourra utiliser un protocole de routage *multi-saut*.
- Les intrus, amis ou ennemis, sont représentés par des nœuds mobiles. Leur mouvements polluent leur environnement immédiat, cette pollution est modélisée par la génération périodique de signaux à une fréquence qui est la même que celle des dispositifs utilisés pour la détection.

Les capteurs étant des dispositifs incapables de faire la distinction entre les éléments de l'équipe de protection et les intrus non autorisés, un protocole d'authentification a été introduit. Les membres de l'équipe de protection sont détectés au même titre que les autres intrus car ils polluent eux aussi leur environnement par les mouvements engendrés par leur déplacements. Mais vu qu'ils sont capables de s'authentifier, leur détection évite des fausses alertes. L'architecture protocolaire des différentes entités présentes dans la simulation est illustrée sur la Figure 3.15.

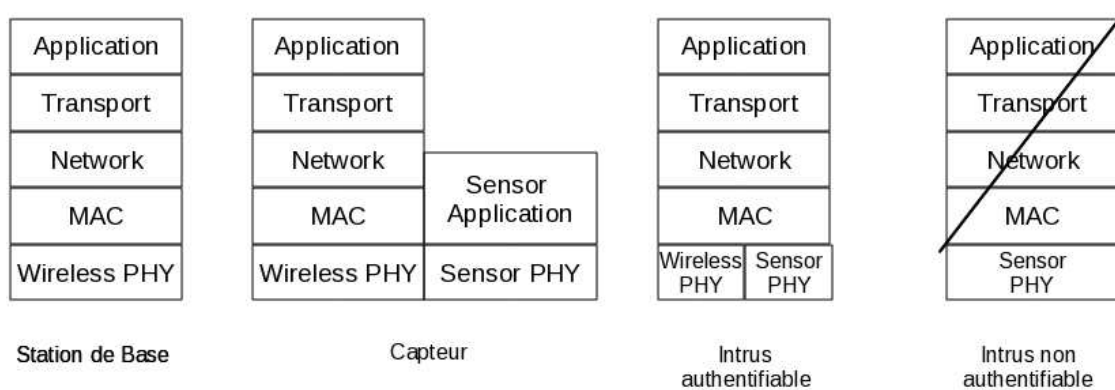


Figure 3.15: Pile de protocoles présente sur les différentes entités de l'application

3.5.3.2 Modélisation du phénomène à détecter

Vu que *GloMoSim* ne met pas à disposition une librairie destinée à la modélisation de capteur, nous avons conçu et réalisé un modèle destiné à la l'émulation d'une interface et d'un canal de captage. Pour cela nous partons du modèle de propagation déjà disponible dans *GloMoSim*.

Le module conçu reste générique et réutilisable. Les paramètres auxquels nous nous sommes intéressés sont :

- La fréquence d'excitation du canal qui représente la fréquence d'échantillonnage du dispositif de captage.
- Le taux de fausses alertes qui représente le pourcentage de mauvais signal du dispositif considéré.
- L'intensité de génération du phénomène à capter.
- La sensibilité du dispositif de captage.

La modélisation du son, généré par la présence de véhicule par exemple se fera donc à l'aide d'ondes basses fréquences tandis que la modélisation de l'infrarouge pour la détection de mouvement pourra se faire à l'aide d'ondes très hautes fréquences avec des valeurs d'intensité et de sensibilité qui dépendent de la portée de détection visée. Les deux entités impliquées dans l'utilisation de ce canal sont :

- Les nœuds intrus: leur présence engendre une génération de bruit pouvant être perçue à une distance donnée : distance de détection. Cette distance dépend du seuil effectif de détection des microphones utilisés et de l'intensité de bruit générée.
- Les nœuds capteurs : Ils sont équipés de microphones capables de détecter sur le canal de captage tout bruit dont l'intensité est supérieure à leur sensibilité. La modélisation des fausses alarmes est basée sur un seuil de bonne détection ; tout bruit dont l'intensité est supérieure à ce seuil indique une présence réelle d'intrus. L'alarme peut être activée par une accumulation de bruit dans l'environnement ambiant sans franchissement par un intrus quelconque de la zone protégée.

3.5.3.3 Protocole de détection et d'authentification

Il se situe au niveau de la couche application de la pile de protocole présentée sur la Figure 3.15. La composante détection implique le capteur et la station de base. Après avoir détecté une intrusion, le capteur envoie immédiatement une notification à la station de base. La composante authentification implique le capteur et le nœud intrus, elle est basée sur un mécanisme de type défi-réponse, [17] donne plus de détails sur ce type de protocole. Après l'envoi de la notification à la station de base, le capteur tente d'authentifier l'intrus en lui soumettant un défi ; l'intrus s'authentifie en fournissant la bonne réponse du défi qui lui a été soumis.

Le protocole définit quatre types de messages qui sont eux-mêmes encapsulés lors de leur parcours à travers la pile de protocoles. Ils sont émis avec une priorité de type *real time*. Ces messages sont les suivants :

Message de détection : envoyé par le capteur à la station de base lorsqu'il détecte un intrus (Figure 3.16).

PACKET_ID	SENSOR_ID	INTRU_COORD	INTRUSION_TIME	DETECTION_TIME
-----------	-----------	-------------	----------------	----------------

Figure 3.16: Message de détection d'intrusion

- PACKET_ID : Identifiant unique du paquet
- SENSOR_ID : Identifiant unique du capteur
- INTRUS_COORD : Coordonnées de l'intrus
- INTRUSION_TIME : Date d'intrusion
- DETECTION_TIME : Date de détection

Message de demande d'authentification : envoyé par le capteur à l'intrus pour lui demander de s'authentifier, contient un défi (Figure 3.17).

PACKET_ID	SENSOR_ID	INTRU_COORD	AUTHENTICATION_CHALLENGE
-----------	-----------	-------------	--------------------------

Figure 3.17: Message de demande d'authentification

- PACKET_ID : Identifiant unique du paquet

- SENSOR_ID : Identifiant unique du capteur
- INTRUS_COORD : Coordonnées de l'intrus
- AUTHENTICATION_CHALLENGE : Défi d'authentification

Message de réponse d'authentification : envoyé par un intrus en réponse d'une demande d'authentification ; contient la réponse du défi (voir Figure 3.18).



Figure 3.18: Message de réponse d'authentification

- PACKET_ID : Identifiant unique du paquet
- SENSOR_ID : Identifiant unique du capteur
- INTRUS_COORD : Coordonnées de l'intrus
- AUTHENTICATION_RESPONSE : réponse du défi

Message de notification d'authentification : envoyé par le capteur à la station de base pour reporter l'authentification réussie d'un intrus (voir Figure 3.19).



Figure 3.19: Message de notification d'authentification

- PACKET_ID : Identifiant unique du paquet
- SENSOR_ID : Identifiant unique du capteur
- INTRUS_COORD : Coordonnées de l'intrus
- AUTHENTICATION_TIME : Date d'authentification

Un exemple d'échange de message est illustré sur la Figure 3.20. Le protocole de transport utilisé est User Datagram Protocol (UDP) [18] [19]. L'utilisation du TCP (Transport Control Protocol)[19][18], bien que pouvant améliorer la fiabilité, allonge la latence de détection des menaces, par le temps d'établissement de la connexion. De plus, son utilisation augmentera le nombre de messages échangés, ce qui augmente également la consommation d'énergie. Les pertes de paquets induites par le protocole UDP seront

compensées par la redondance des capteurs.

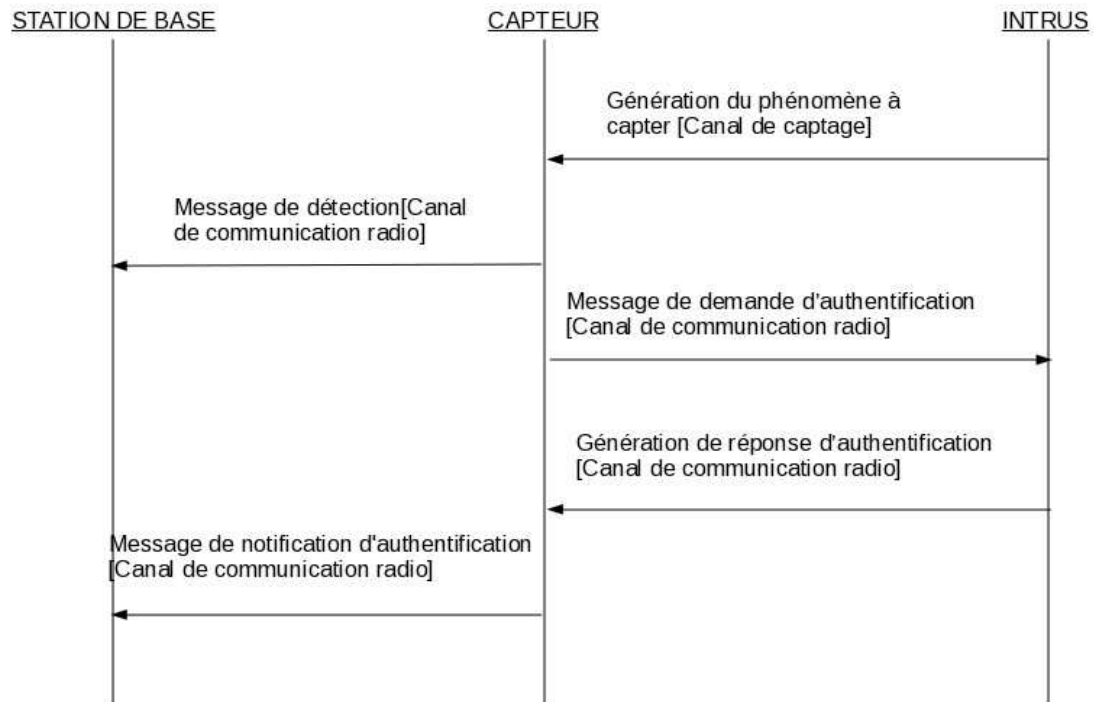


Figure 3.20: Exemple d'échange de message dans le protocole proposé

3.6 Évaluation de Performances

Dans cette partie, nous présentons une évaluation de performances de différentes combinaisons de paramètres au niveau des couches MAC et PHY, dans le cadre des Wireless Local Area Networks (WLANs) et Wireless Personal Area Networks (WPANs). Dans un premier temps, nous nous intéressons à différentes méthodes d'accès fonctionnant sur des spécifications de couches physiques classiques : 802.11 [20], 802.15.4 [21]. Nous passons ensuite aux méthodes que nous avons réalisé pour IR-UWB [22] [1]. Le 802.15.1 n'a pas été évalué car il n'est pas présent sur la plate forme de simulation. La simulation de différentes couches MAC nous permet tout d'abord de mieux identifier les concepts ou mécanismes pouvant influencer les performances d'un réseau de capteurs au niveau des couches MAC et PHY. Elle permet également une comparaison, suivant un certains nombre de critères, des différents standards opérationnels. Les critères auxquels nous nous intéressons sont :

- La fiabilité qui nous donne une indication sur le degré de confiance que l'on pourra accorder à une combinaison de paramètres MAC-PHY données. Une valeur de fiabilité de détection égale à un implique 100% de taux de détection et une valeur de fiabilité de détection de 0 implique 0% de taux de détection.
- La latence qui nous donne une indication sur le temps écoulé entre une détection et sa notification pour la prise de décision au niveau de la station de base.
- La consommation d'énergie qui nous donne une indication sur la durée de vie maximale du système déployé et fonctionnant de façon autonome pour une mission

donnée.

L'application simulée consiste au système de détection d'intrusion présenté dans la section Application de protection par des réseaux de capteurs sans fil. Des nœuds équipés d'interface de captage sont placés sur une surface pour détecter l'intrusion de nœuds mobiles non autorisés. Nous nous intéressons tout d'abord à une architecture simple où la station de base et les capteurs forment une seule BSS. La station de base est atteignable par les capteurs à un saut. Nous nous intéressons ensuite aux architectures et topologies plus complètes, dans le cadre d'une étude plus approfondie de la technique IR-UWB avec l'utilisation de protocoles de routage *multi-sauts*.

3.6.1 Simulation de Basic Service Set (BSS)

3.6.1.1 Wlan: Wireless Local Area Networks

Nous nous sommes intéressés ici à la norme 802.11 avec des débits de 1 Mbps pour la modulation Binary Pulse Shift Keying (BPSK) et de 2 Mbps pour la modulation Quadrature Pulse Shift Keying (QPSK). Les paramètres de simulation utilisés sont présentés dans le Tableau 3.1.

Tableau 3.1: Paramètres de simulation

Paramètres	802.11 1Mbps	802.11 2Mbps
Modulation	BPSK	QPSK
Débit	1 Mbps	2 Mbps
Bande de fréquence	2.4 GHz	2.4 GHz
Puissance émise	17 dBm	17 dBm
Gain	3 dB	3 dB
Seuil de détection	-80 dBm	-80 dBm
Sensibilité du récepteur	-92 dBm	-91 dBm
Température	290 K	290 K
Figure de bruit	10 dB	10 dB
Canal	Two ray, Ricean k factor=5	Two ray, Ricean k factor=5
Fréquence d'excitation du canal de captage	15 ms + Jitter (0 à 10ms))	15 ms + Jitter (0 à 10ms)
Consommation d'énergie TX radio	1650 mW/s @ 5V	1650 mW/s @ 5V Wavelan Lucent. [23]
Consommation d'énergie RX radio	1400 mW/s @ 5V	1400 mW/s @ 5V Wavelan Lucent. [23]
Hauteur d'antenne	3cm	3cm

La sensibilité de l'antenne représente le plus petit niveau de puissance détectable par celle ci. Le seuil de détection représente le niveau de puissance à partir duquel l'interface radio est capable de bien décoder un signal, il caractérise mieux un récepteur [14]. Le gain et la puissance rayonnée sont choisis pour avoir un Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) de 100mW soit 20dBm [24]. La Figure de bruit NF (Noise Figure) est une mesure de la diminution du SNR causée par les composants Radio Frequency (RF) [25].

$$NF_{(dB)} = SNR_{indB} - SNR_{outdB} \quad (3.22)$$

Les valeurs de la consommation d'énergie [23] sont données pour les états TX et RX, avec l'hypothèse que l'énergie consommée en mode IDLE est égale à celle consommée en RX. On notera que le mode IDLE correspond à un état où l'interface radio reste allumée alors qu'elle ne reçoit ni n'émet de signaux. Elle reçoit cependant des signaux qui ne lui sont pas destinés. Il est préférable de la mettre en mode SLEEP durant ces intervalles, si on les connaît à l'avance [26]. L'hypothèse énoncée se base sur deux faits importants :

1. L'absence de la prise en compte de la gestion d'états de basse consommation dans les couches MAC opérationnelles [27].
2. La difficulté engendrée par cette prise en compte, surtout en mode de fonctionnement ad hoc où un nœud peut être sollicité n'importe quand pour la réception d'un paquet qui lui est explicitement destiné ou pour le router. On notera aussi que certains protocoles de routage fonctionnent en mode indiscret : promiscuous mode. C'est à dire qu'ils utilisent les informations contenues dans les paquets qui ne leur sont pas explicitement destinés.

L'évaluation de la consommation d'énergie est effectuée par la relation présentée dans l'équation 3.23 [23] [25] :

$$Battery_{txpowerCoefficient} TX_{powermW} + Battery_{txpowerOffset} \quad (3.23)$$

Suivant cette formule, le coût d'une transmission E_{constx} est concrètement évalué à partir de l'équation 3.24.

$$E_{Constx} = E_{tx} - Battery_{txpowOffset} \quad (3.24)$$

Où E_{tx} est égale à l'énergie consommée en mode TX. $Battery_{txpowOffset}$ représente la consommation d'énergie minimale requise à tout instant par l'interface radio. D'après l'hypothèse qui précède, elle est égale à la puissance nécessaire pour l'acquisition du signal qui, elle même est égale à l'énergie consommée en mode RX. $Tx_{powermW}$: représente la puissance rayonnée, exprimée en mW et $Battery_{txpowerCoefficient}$ est la puissance nécessaire pour faire rayonner une puissance de 1 mW.

La hauteur d'antenne de 3 cm est justifiée par les besoins de l'application. Le paramètre canal représente le modèle de canal utilisé. Pour le modèle de Rice qu'on utilise ici, le *k-facteur* représente le rapport entre la puissance de la composante principale du signal et la puissance moyenne des composantes réfléchies [28].

Comme énoncé, la topologie simulée consiste en une BSS où les nœuds munis d'interface de captage sont tous à la portée radio de la station de base. La limite de la zone protégée est donc définie par la portée de l'interface de captage des différents capteurs positionnés. Le protocole utilisé est celui présenté dans la section Application de protection par des réseaux de capteurs sans fil. L'expérience s'effectue comme suit : Un intrus se promène dans la zone protégée par la BSS à une vitesse de 1 m/s. Il génère des événements permettant de noter sa présence à la fréquence : *fréquence de génération de l'événement d'intrusion*. Un *Jitter* a été introduit dans cette valeur pour éviter une synchronisation artificielle. Les capteurs parvenant à le détecter signalent sa présence à la station de base puis lancent la procédure d'authentification. Lorsque l'authentification est réussie (cas d'un intrus autorisé), une notification est alors envoyée à la station de base. Notons que plusieurs capteurs peuvent détecter et authentifier le même intrus. Les évaluations présentées sur les différents histogrammes des figures qui suivent sont obtenues avec un nombre d'événements générés compris entre 5000 et 7000 intrusions,

elles représentent :

1. *Histogramme Fiabilité* : la probabilité d'authentification et la probabilité de notification d'authentification.
 - I. La probabilité d'authentification est la probabilité qu'un intrus détecté soit authentifié.
 - II. La probabilité de notification d'authentification est la probabilité qu'une authentification envoyée par un intrus détecté soit notifiée à la station de base.
2. *Histogramme Latence* : latence de détection.
 - I. La latence de détection représente le temps écoulé entre une intrusion et sa notification effective à la station de base. Elle est exprimée en *seconde*.
3. *Histogramme Consommation* : consommation d'énergie de la station de base, des capteurs et intrus.
 - I. Consommation d'énergie en *mWh* de l'interface radio au niveau de la station de base.
 - II. Consommation moyenne d'énergie en *mWh* de l'interface radio des capteurs.
 - III. Consommation d'énergie en *mWh* de l'interface radio de l'intrus. On notera que le *mWh* représente l'énergie dissipée par la source d'alimentation, dans notre cas, une batterie. Elle est évaluée en multipliant la puissance *P* en *mW* par le temps en heure. La puissance elle même s'évalue comme suit :

$$P = UI \quad (3.25)$$

Où *U* est la tension généralement en *Volt* et *I* l'intensité du courant généralement exprimée en *Ampère*. L'énergie est évaluée par:

$$E = PT \quad (3.26)$$

Où *T* représente le temps. S'il est exprimé en *seconde* et que *P* soit exprimée en *Watt*, alors l'énergie s'exprime en *Joule*. Les protocoles simulés au niveau de la couche MAC sont [25] [29] :

- Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA) : dans ce protocole, l'accès au support se fait après une écoute préalable permettant de déterminer l'état du canal. Dans le cas où le canal n'est pas libre, la transmission est reportée suivant l'algorithme du *back off*. Ce protocole ne comporte ni mécanismes de réservation du support (RTS/CTS) ni mécanismes de retransmission/acquittement.
- Multiple Access with Collision Avoidance (MACA) : est similaire au CSMA avec en plus l'utilisation du mécanisme de réservation du support (RTS/CTS). Sans acquittement ni retransmission.
- 802.11 : proposée dans le standard 802.11, il est similaire au protocole MACA avec en plus un mécanisme d'acquittement, de retransmission des PDUs et l'utilisation du Network Allocation Vector (NAV) pour la sauvegarde de l'état du canal.
- Time Spread Multiple Access (TSMA) : est une technique d'accès multiple avec étalement dans le temps. C'est une méthode alliant la souplesse d'ALOHA au déterminisme du TDMA. Chaque nœud choisit judicieusement les *slots* dans lesquels il doit émettre, suivant une stratégie donnée. L'objectif est d'éviter à deux nœuds voisins d'émettre dans le même *time-slot* [30].

Sur les Figures 3.21, 3.22 et 3.23, nous avons les résultats de simulation de la 802.11 BPSK. Nous pouvons remarquer sur la Figure 3.21 que parmi les protocoles utilisant le mécanisme *carrier sense*, le protocole 802.11 est le plus fiable en termes de taux d'authentification. De plus, il assure un acheminement de toutes les authentifications vers la station de base. Cela est dû au fait qu'il utilise en plus du mécanisme *carrier sense*, la politique de réservation de support basée sur l'échange *RTS/CTS* et le mécanisme d'acquiescement et de retransmission des PDUs non acquittés. MACA qui utilise comme le 802.11 le mécanisme de réservation sans acquiescement est loin d'atteindre les mêmes performances que celui-ci. Il semble donc que le mécanisme de réservation du support fonctionne mieux avec le mécanisme de retransmission et d'acquiescement. La réservation de support a un impact sur la latence qui est très faible pour le CSMA qui ne l'utilise pas (Figure 3.22). Les faibles performances du TSMA sont dues à l'intervalle *inter-slots*. Une évaluation des performances de cette technique avec une fréquence de génération d'événements d'intrusion plus faible rend compte de ce phénomène. La consommation très élevée du protocole MACA (Figure 3.23) est due aux nombreuses pertes de paquets: RTS sans CTS. Les capteurs détectent bien l'intrus, tentent de rapporter le signal de détection à la station de base sans y parvenir. Le TSMA consomme moins car l'interface radio passe moins de temps en émission. Ici, la consommation d'énergie s'élève proportionnellement au trafic car l'énergie consommée en mode TX est supérieure à celle consommée en mode RX. Ainsi pouvons nous voir que la consommation d'énergie au niveau de la station de base est la plus faible dans chacun des protocoles présentés, car elle n'émet pas de PDUs en provenances des couches supérieures voir protocole Application de protection par des réseaux de capteurs sans fil. On constate également que dans les protocoles où la station de base effectue quelques émissions de paquets de contrôle (CTS avec MACA et CTS + ACK dans le 802.11) elle consomme plus et proportionnellement à la quantité de PDUs de contrôle émis.

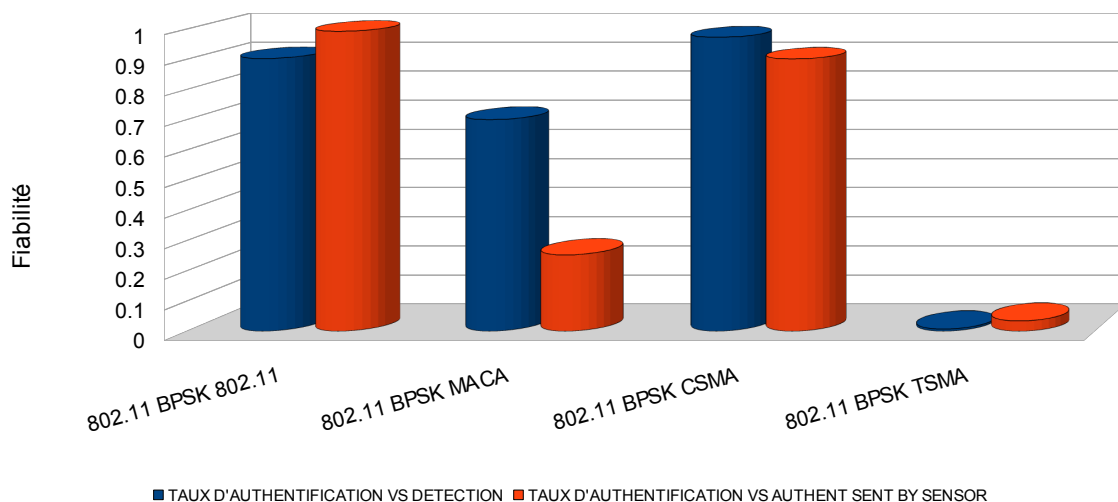


Figure 3.21: Simulation BSS BPSK 802.11- Fiabilité

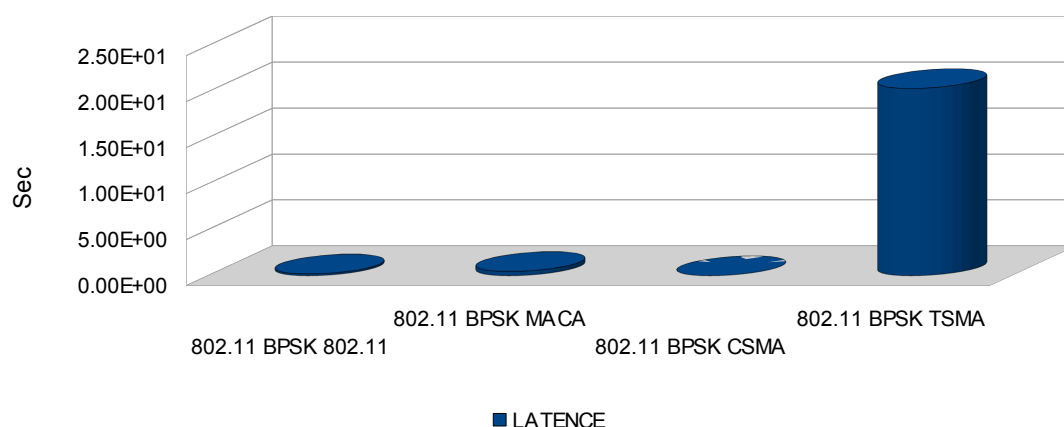


Figure 3.22: Simulation BSS BPSK 802.11-Latence

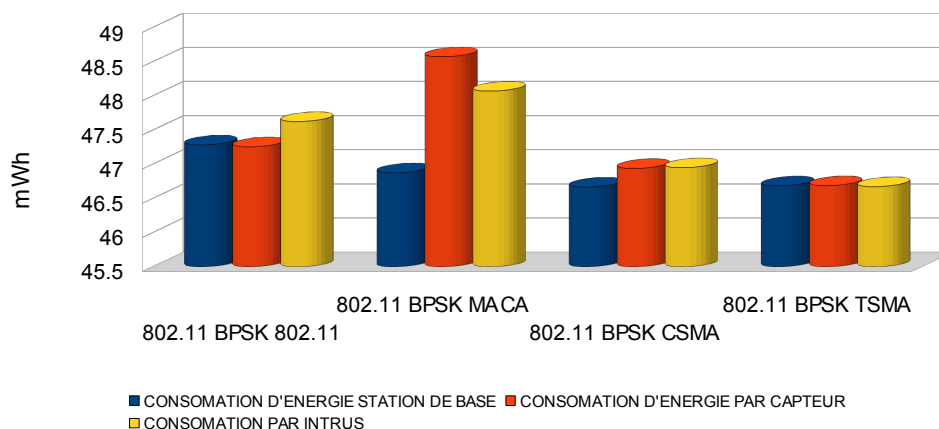


Figure 3.23: Simulation BSS BPSK 802.11-Consommation d'énergie

Les histogrammes des Figures 3.24 3.25 et 3.26 représentent une évaluation des mêmes performances avec le 802.11-QPSK à 2Mbps. Hormis une diminution de la latence de détection pour tous les protocoles évalués (Figure 3.25) et un léger accroissement des performances du protocole MACA, les résultats obtenus sont assez proches des évaluations précédentes. La diminution de la latence (Figure 3.25) s'explique par l'accroissement du débit à 2Mbps. La légère augmentation du taux de détection et d'authentification dans le 802.11 et MACA est due à la diminution de la probabilité de collision des paquets de réservation du support *RTS/CTS*. MACA qui est plus sensible au débit réalise de meilleures performances à plus haut débit et de très faibles performances à bas débit.

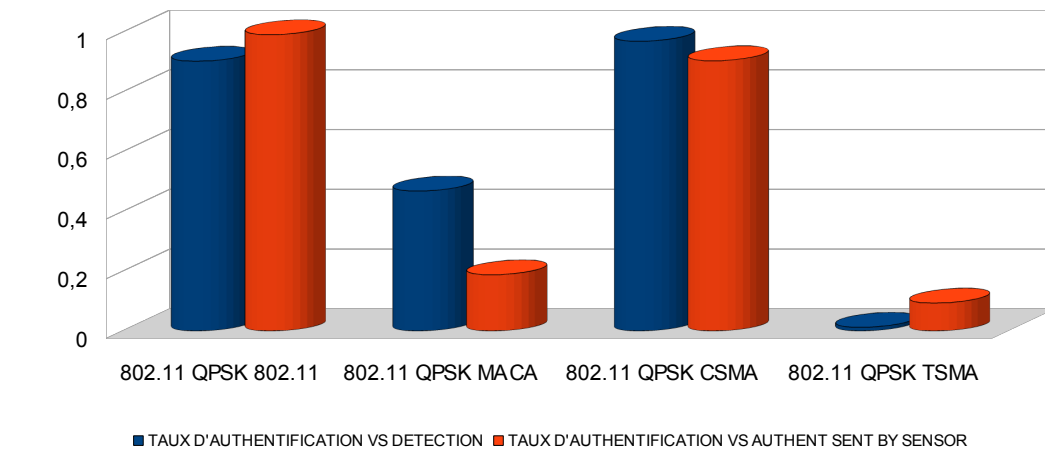


Figure 3.24: Simulation BSS QPSK 802.11-Fiabilité

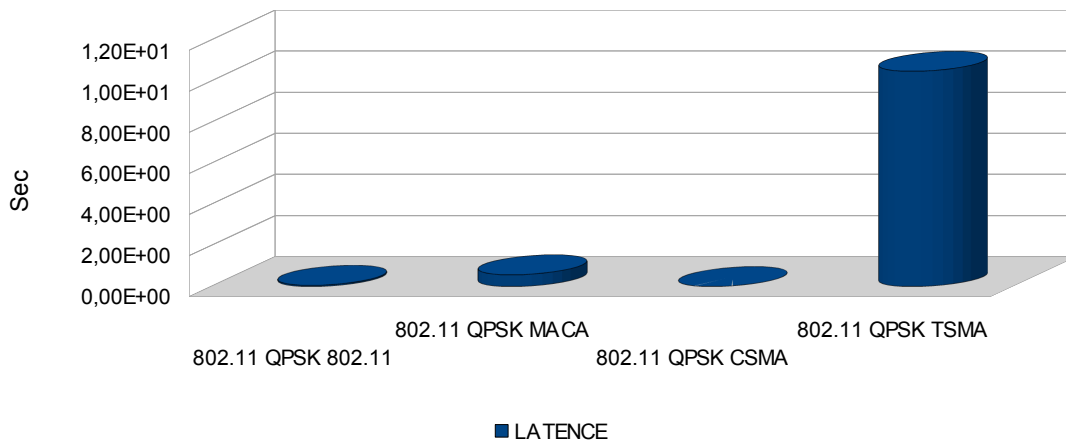


Figure 3.25: Simulation BSS QPSK 802.11-Latence

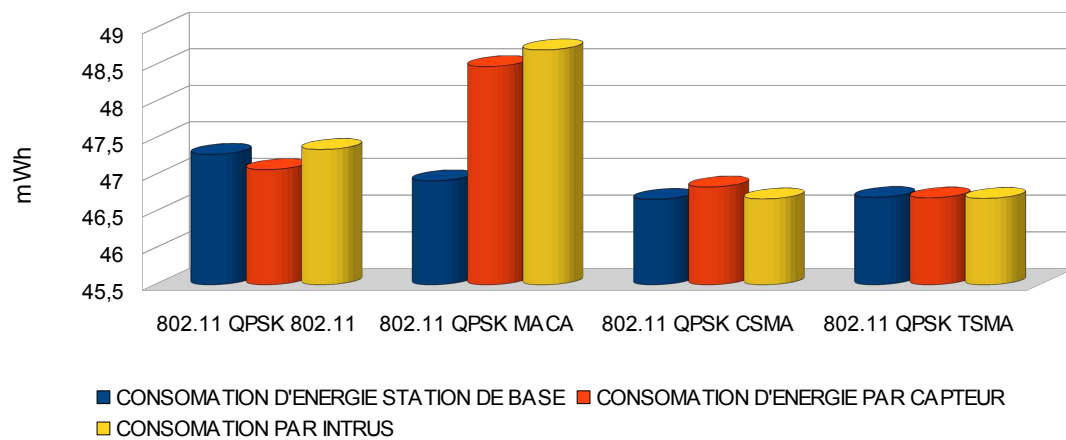


Figure 3.26: Simulation BSS QPSK 802.11-Consommation d'énergie

Le Tableau 3.2 regroupe une évaluation des différentes méthodes d'accès sur la QPSK à 2Mbps.

Tableau 3.2: Comparaison BSS 802.11

Protocole	802.11	MACA	CSMA	TSMA
Fiabilité	0.9	0.47	0.97	0.01
Latence (sec)	6.34 E-02	5.75 E- 01	1.05 E-03	1.05 E+01
Consommation d'énergie / capteur (mWh)	47.28	46.92	46.67	46.69

On peut constater sur ce tableau que le CSMA réalise les meilleures performances sur les trois critères d'évaluation. Sa faible latence est due au fait qu'elle n'utilise pas de mécanisme de réservation du support et sa bonne fiabilité est plus liée à la charge relativement faible dans ce scénario, car comme nous le verrons dans la suite, lorsque la charge augmente les performances du CSMA sont affectées.

3.6.1.2 WPAN Wireless Personal Area Network

Nous nous intéressons ici à la norme 802.15.4 au niveau de la couche physique avec comme dans l'exemple précédent une seule BSS. La topologie utilisée ainsi que les performances évaluées sont les mêmes que dans le cas précédent. Les paramètres de simulation sont regroupés dans le Tableau 3.3

Tableau 3.3: Paramètres de Simulation 802.15.4

Paramètres	802.15.4
Modulation	OQPSK
Débit	250 kbps
Bande de fréquence	2.4 GHz
Puissance émise	17 dBm
Gain	3 dB
Seuil de détection	-85 dBm
Sensibilité du récepteur	-96 dBm
Température	290 K
Figure de bruit	10 dB
Canal	Two ray, Rice k factor=5
Fréquence d'excitation du canal de captage	15 ms + Jitter (0 à 10ms)
Consommation d'énergie TX	52,2 mW /s @ 3V CC2420 [23]
Consommation d'énergie RX	59,1 mW /s @ 3V CC2420 [23]
Hauteur d'antenne	3 cm

Les Figures 3.27, 3.28 et 3.29 présentent une évaluation de performances de différents protocoles d'accès avec une couche PHY OQPSK. On note sur la Figure 3.27 que le protocole CSMA reste constant, bien adapté aux LR-WPANs. On constate que de la latence (voir Figure 3.27) subit une augmentation significative liée au débit pour toutes les méthodes présentées. On note également la dégradation importante des performances du protocole MACA qui semble plus lié au débit et aussi un changement de comportement du 802.11 par rapport à la fiabilité. A un débit faible, le mécanisme de réservation du support favorise les pertes par collision : les paquets *RTS/CTS* occupent plus longtemps le support.

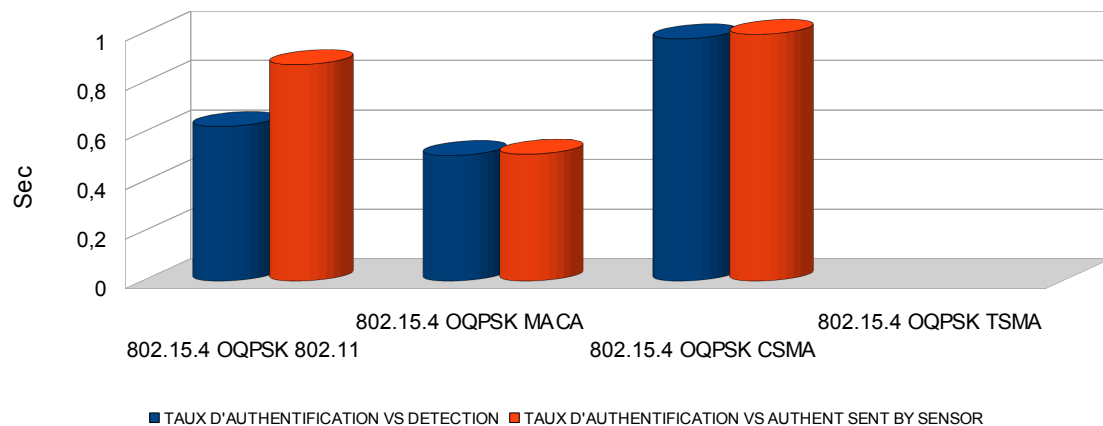


Figure 3.27: Simulation BSS OQPSK 802.15.4-Fiabilité

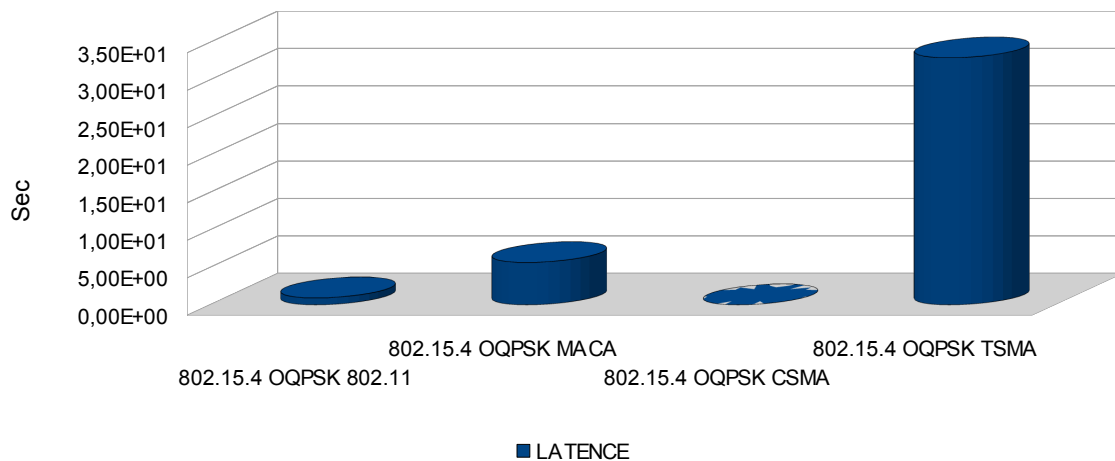


Figure 3.28: Simulation BSS OQPSK 802.15.4-Latence

Nous voyons sur la Figure 3.29 l'impact important du gaspillage d'énergie dû à l'écoute active : le fait de ne pas mettre l'interface radio en mode de basse consommation quand elle ne reçoit rien. Ce phénomène apparaît mieux ici par rapport au 802.11 car l'énergie consommée en mode TX est plus faible que l'énergie nécessaire pour l'acquisition du signal mode RX. De ce fait, dans les protocoles engendrant plus de trafic, où l'interface radio passe plus de temps en mode TX, la consommation d'énergie est plus faible. Cela peut également se vérifier sur la consommation d'énergie de la station de base dans les différents protocoles. La station de base consomme plus alors qu'elle n'émet pas et dans les protocoles où elle émet des paquets de contrôle, elle consomme moins. Cette consommation restant toujours proportionnelle à la quantité de PDUs de contrôle émis. Donc, contrairement à ce que l'on peut penser, la diminution du trafic n'implique pas forcément une économie d'énergie : dans un réseau où on n'émet absolument rien du tout sur un intervalle δ , on consomme plus que lorsqu'on émettait un seul PDU. D'où la l'importance de l'utilisation d'état de basse consommation et sa prise en compte au niveau

de la couche MAC [27] [31]. Ces mécanismes ont pour avantage d'endormir l'interface radio quand elle n'est pas sollicitée pour réduire la consommation d'énergie.

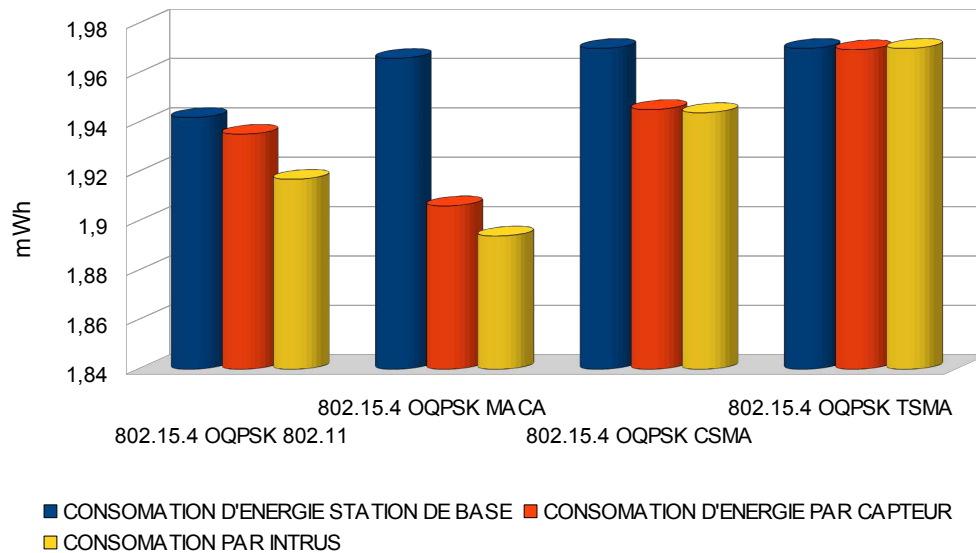


Figure 3.29: Simulation BSS OQPSK 802.15.4-Consommation d'énergie

Le Tableau 3.4 présente une évaluation des différentes méthodes d'accès sur la OQPSK à 250 kbps.

Tableau 3.4: Comparaison BSS 802.15.4

Protocole	802.11	MACA	CSMA	TSMA
Fiabilité	0.87	0.51	0.99	0
Latence (sec)	9.29 E -01	5.65	3.47 E -03	3.29 E+01
Consommation d'énergie (mWh)	1.94	1.91	1.95	1.97

On constate que le CSMA réalise les meilleures performances en termes de fiabilité et de latence pour les mêmes raisons que dans l'expérience précédente. Le MACA qui réalise la meilleure performance en termes de consommation a de très mauvaises performances sur les deux autres critères. Comme énoncé, le CSMA représente un bon protocole pour les réseaux de capteurs lorsque la charge du trafic est faible.

3.6.1.3 Impulse Radio Ultrawide Band

Les paramètres de simulation utilisée pour l'évaluation de IR-UWB sont présentés sur le le Tableau 3.5.

Tableau 3.5: Paramètres de simulation IR-UWB

Paramètres	IR-UWB
Modulation	PPM
Débit	1 Mbps
Bande de fréquence	100 MHz autour de 800 MHz
Puissance émise	-24.318 dBm
Gain	3 dB
Seuil de détection	-80 dBm
Sensibilité du récepteur	-85 dBm
Température	290 K
Figure de bruit	5 dB [32]
Canal	Two ray, Rice $k = -25 \dots 25$
Fréquence de d'excitation du canal de captage	15 ms + Jitter (0 à 10ms)
Consommation d'énergie TX	5,0 mW /s @ 1.2 V LETI
Consommation d'énergie RX	20 mW /s @ 1.2 V LETI
Delay spread	10ns
Hauteur d'antenne	45 cm

Nous présentons ici tout d'abord quelques caractéristiques de l'interface de captage et de l'interface radio. Sur la Figure 3.30 histogramme taux de détection, nous avons le taux de détection du capteur en fonction de la distance séparant l'intrus de ce dernier. Sur l'histogramme taux d'authentification on a le taux d'authentification en fonction de la distance. La hauteur d'antenne de 45 cm a été choisie pour l'obtention d'un BER faible à une distance de 10m. On constate que le taux d'authentification suit effectivement la courbe du BER, ce qui justifie la validité du modèle de liens utilisé.

Nous avons évalué la distance maximale de détection et d'authentification pour le canal de *Rice* en faisant varier le *k*-facteur de -25 à 25, les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 3.30 histogrammes *distance de détection*, *distance d'authentification*. Nous remarquons que la distance maximale de détection est inversement proportionnelle au *k*-facteur pour $k \geq 0$. Ce qui aussi valable pour la distance d'authentification. Ceci s'explique par le comportement déterministe de la composante dominante par rapport aux autres composantes réfléchies. En d'autres termes, l'augmentation du *k*-facteur implique la diminution de la puissance moyenne des composantes réfléchies et donc la diminution de la puissance totale reçue.

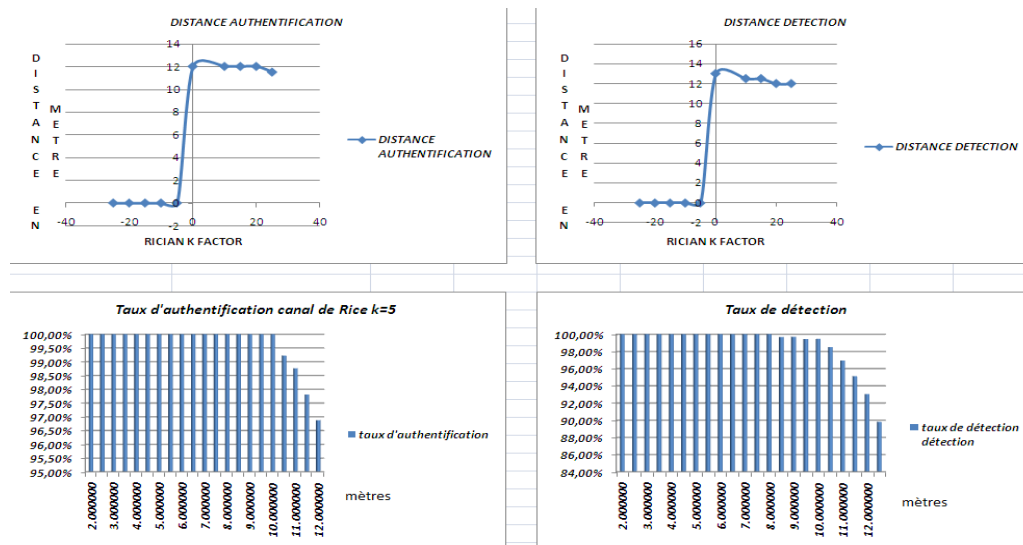


Figure 3.30: Canal de captage et interface radio

Les Figures 3.31 3.32 et 3.33 présentent une évaluation de différentes méthodes d'accès dans le cadre de l'IR-UWB. Le type de canal est le modèle de *Rice* avec un *k*-facteur égal à 5. Aucune des méthodes présentées dans le cadre de l'IR-UWB n'utilisent le mécanisme *carrier sense* ni la politique de réservation de support. Par contre elles bénéficient de l'accès *multi-utilisateurs* par la division du canal en sous canaux diminuant la probabilité de collision.

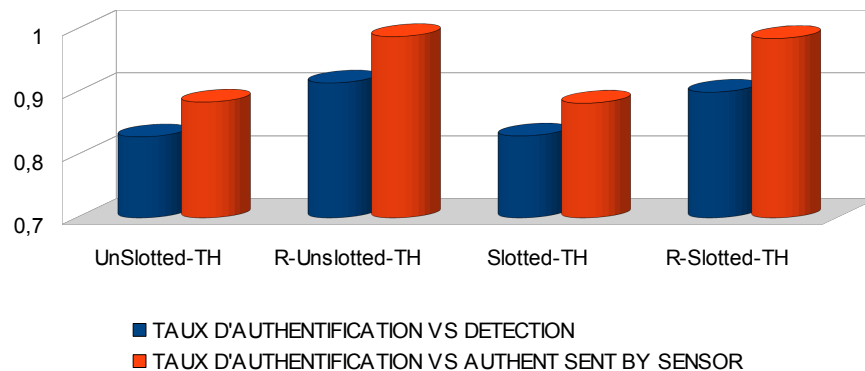


Figure 3.31: Simulation BSS-PPM 802.15.4-Fiabilité

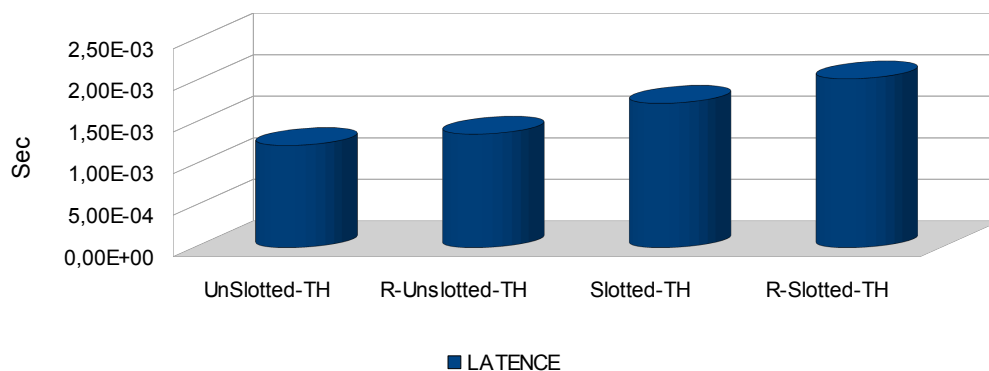


Figure 3.32: Simulation BSS-PPM 802.15.4-Latence

Nous remarquons que les latences les plus faibles sont obtenues avec les méthodes non fiables où il n'y a pas de procédure de retransmission/acquittement (voir Figure 3.32). Ces méthodes génèrent par contre des taux de détection et d'authentification moins importants. De même que le 802.15.4, la consommation d'énergie ici est inversement proportionnelle au trafic. Les méthodes où la retransmission et l'acquittement est prise en compte consomment moins (voir Figure 3.33).

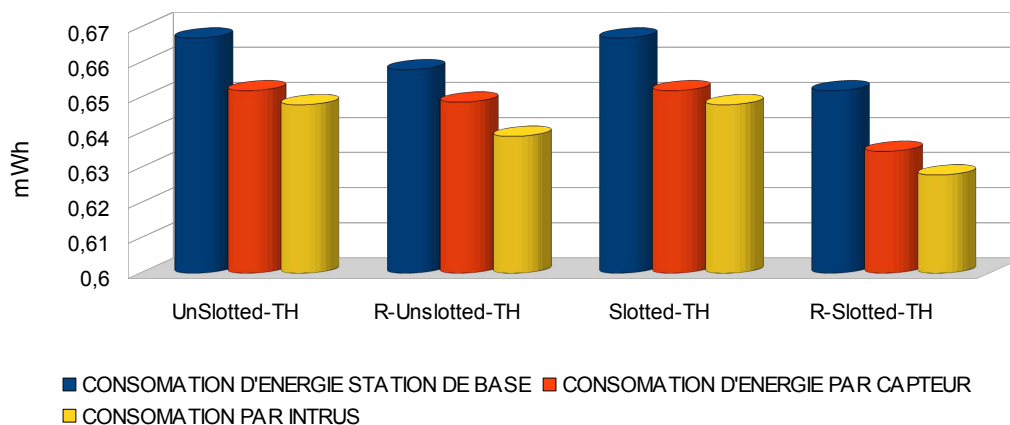


Figure 3.33: Simulation BSS-PPM 802.15.4-Consommation d'énergie

Le Tableau 3.6 présente une comparaison des différentes méthodes d'accès dans cadre de l'IR-UWB. On constate que le protocole slotté a de meilleures performances en termes de fiabilité mais reste inférieur au protocole non slotté sur les deux critères latence et consommation d'énergie. La latence élevée du protocole slotté est due à l'attente supplémentaire induite par l'apparition du nouveau slot. Sa relative bonne fiabilité est due à la réduction des collisions engendrée par le découpage en slots du support radio.

Tableau 3.6: Comparaison BSS IR-UWB

Protocole	Unslotted-Mac Protocol	Slotted-Mac Protocol
Fiabilité	0.90	0.91
Latence (sec)	1.37 E-03	2.03 E-03
Consommation d'énergie (mWh)	0.63	0.65

3.6.1.4 Conclusion

A partir de ces différentes évaluations, on déduit la sensibilité de certaines méthodes d'accès à certains paramètres. Le protocole TSMA de par sa méthode d'allocation de *slots* s'avère inefficace pour des réseaux de capteurs où des événements fréquents sont à rapporter à la station de base. Le protocole 802.11 produisant de meilleurs résultats à 1 et 2 Mbps ne semble pas adapté au Low Rate WPAN (LR-WPAN). Ce protocole engendre, une latence plus importante et une consommation d'énergie très élevée. Il semble donc moins performant dans les situations où la latence et la consommation sont critiques.

A travers les différentes expériences, on constate une relative stabilité du CSMA. Il se trouve plus adapté aux LR-WPANs, avec une consommation d'énergie faible et de bon taux de détections et d'authentications. L'IR-UWB est cependant meilleure, c'est la plus adaptée en termes de consommation d'énergie, taux de détections et d'authentications. Cela nous montre surtout l'importance de concepts tel que la division du canal en sous canaux orthogonaux ou quasi orthogonaux pour les LR-WPANs. Cette bonne performance peut être rehaussée par l'utilisation d'états de basse consommation comme déjà démontré dans les modèles théoriques présentés dans [31]. Comme énoncé, ces mécanismes ont pour avantage d'endormir l'interface radio quand elle n'est pas sollicitée pour réduire la consommation d'énergie.

Le Tableau 3.7 présente l'impact des différents mécanismes utilisés dans les protocoles d'accès au support sur les critères d'évaluation de performances. On constate que l'ensemble des mécanismes présentées ont un impact positif sur la fiabilité et négatif sur la latence. Quant à leur impact sur la consommation d'énergie elle change suivant que la consommation en TX soit plus forte ou plus faible que la consommation en RX.

Tableau 3.7: Impact des mécanismes de la MAC sur les critères d'évaluation de performances

Mécanisme	Effet sur la fiabilité	Effet sur la consommation	Effet sur la latence
Réservation du support	Positif	Positif/Négatif	Négatif
Carier Sense	Positif	Positif/Négatif	Négatif
Retransmission – Acquiescement	Positif	Positif/Négatif	Négatif
Division en slot	Positif	Positif/Négatif	Négatif

Dans le dernier : Tableau 3.8 que nous présentons sur cette partie, nous avons une comparaison de l'IR-UWB avec les standards IEEE 802.11 Distributed Coordinated Function (DCF) 1.2 Mbps et IEEE 802.15.4 CSMA/CA 250 kbps.

Tableau 3.8: Comparaison générale

Standard	Fiabilité	Latence (Sec)	Consommation (mWh)
IEEE 802.11 DCF	0.9	6.34 E -02	47.28
IEEE 802.15.4 CSMA	0.99	3.47 E -03	1.95
IR-UWB	0.90	1.37 E -03	0.63

On constate que la technique IR-UWB est la mieux adaptée aux réseaux de capteurs car, elle consomme 3 fois moins que le couple CSMA-O-QPSK et 70 fois moins que le couple 802.11-BPSK. Elle assure une latence qui est plus que deux fois meilleure que celle du couple CSMA-O-QPSK (ZigBee) et plus que 45 fois meilleure que celle du couple 802.11BPSK (WiFi). De plus, elle assure une bonne fiabilité indépendamment des variations de topologies. C'est donc la technique à utiliser pour les réseaux de capteurs sans fil.

Consommation d'énergie pour une journée de fonctionnement :

	IEEE 802.11 DCF	IEEE 802.15.4 CSMA	IR-UWB
Consommation (mWh)	34200	1396,8	468

3.6.2 Scénarios complets IR-UWB

Dans cette deuxième partie de l'évaluation de performances, nous avons défini deux scénarios de simulation (Figure 3.34) :

- Le premier utilise une application bien connue : Constant Bit Rate (CBR) qui

consiste à l'émission d'un flux constant de la source vers la destination. Les paramètres de ce type d'application sont :

- L'adresse de la source et de la destination.
- L'instant de commencement et de fin de la simulation.
- La taille des paquets du flux émis de la source vers la destination.
- L'intervalle entre deux paquets successifs du flux émis.
- Le nombre total de paquets à émettre.
- Le second scénario est une application de protection d'une zone protégée à l'aide des réseaux de capteurs. Nous rappelons sa composition :
 - La station de base qui collecte les informations obtenues par les nœuds capteurs.
 - Les capteurs sont des nœuds disposés sur la surface afin de détecter les nœuds intrus, les authentifier et émettre les notifications correspondantes à la station de base.
 - Les intrus sont des nœuds mobiles qui se déplacent sur la surface protégée, ils génèrent un signal d'intrusion. Les nœuds capteurs sont équipés d'interfaces permettant de détecter ce signal. Les intrus de type 2 sont capables de répondre aux requêtes d'authentification émises par les capteurs tandis que les intrus de type 1 en sont incapables.

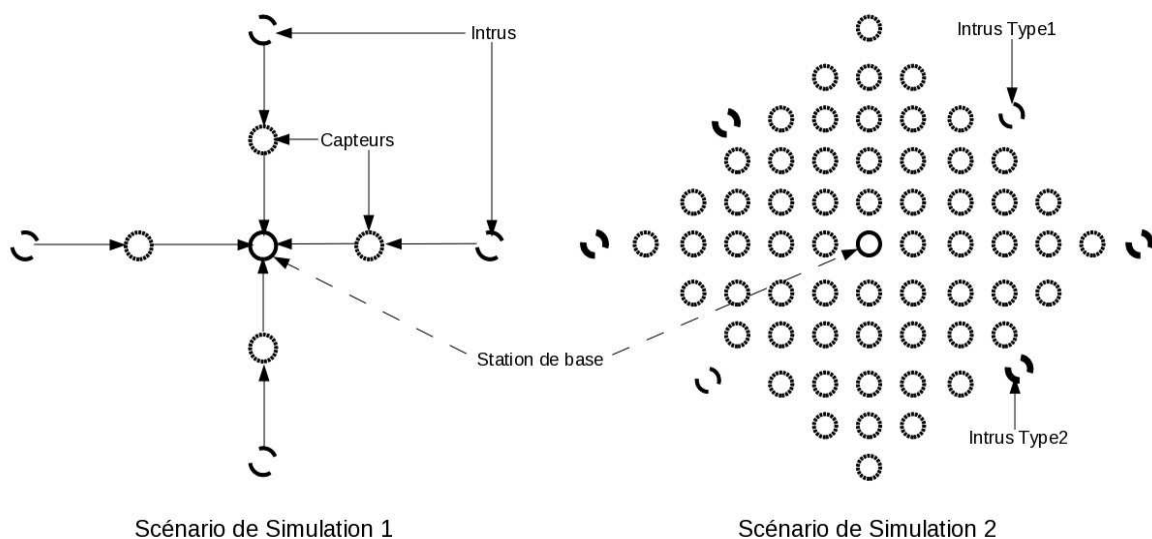


Figure 3.34: Scénarios de Simulation

Métriques de l'évaluation de performances

Les métriques utilisées pour l'évaluation de performances du premier scénario (scénario 1) sont les suivants:

- Le taux de paquets bien reçus (Packet Delivery Ratio) : représente le rapport entre le nombre de paquets émis par la source et le nombre de paquets reçus au niveau de la destination.
- Le temps moyen de transfert (Average End To End Delay) : représente le temps moyen de transfert de la source vers la destination.

Les métriques utilisées pour l'évaluation de performances du second scénario (scénario 2) sont les suivants:

- Le taux de détection (Detection Rate) : évalue la fiabilité du système en termes de détection, c'est le rapport entre le nombre de détections effectives et le nombre de notifications de détections envoyées à la station de base.
- Le taux d'authentification (Authentication Rate) : évalue la fiabilité du système en termes d'authentification, c'est le rapport entre le nombre de demandes d'authentifications émises par les capteurs à l'attention des intrus et le nombre de notifications d'authentifications envoyées à la station de base.
- La latence de détection (Detection Latency) : évalue les performances du système en termes de latence, c'est le laps de temps qui s'écoule entre une détection et la réception de sa notification à la station de base.

3.6.2.1 Performances du premier scénario

La Figure 3.35 illustre une comparaison du taux de paquets bien reçus des protocoles Slotted-ALOHA et UnSlotted-ALOHA en fonction du nombre de retransmissions, dans le cadre du premier scénario.

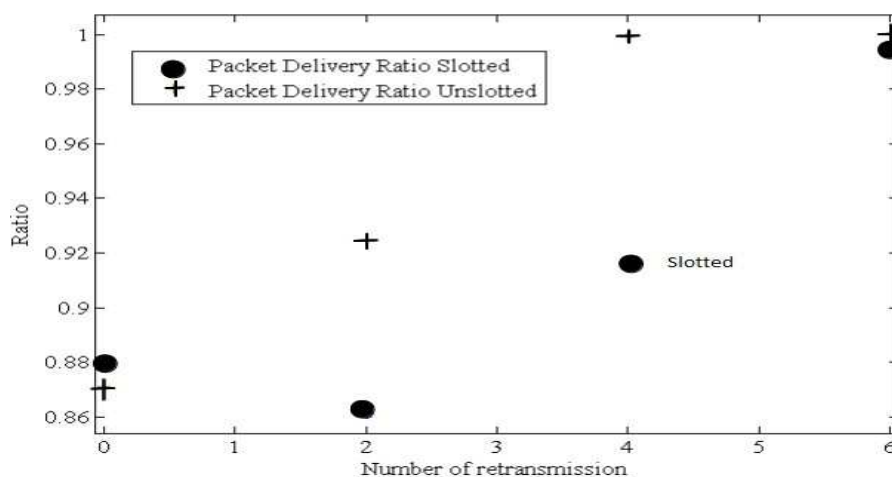


Figure 3.35: Taux de succès

Nous rappelons que dans le protocole Slotted-ALOHA, le support est découpé en tranches sans l'utilisation de super trame, un nœud ne peut entamer une transmission qu'au début

d'une nouvelle tranche. Les résultats démontrent que l'on atteint 100% de taux de paquets bien reçus avec seulement quatre retransmissions dans le protocole Slotted-ALOHA tandis que pour atteindre le même taux avec le protocole Unslotted-ALOHA, il faut atteindre six retransmissions. Ce qui s'explique par la synchronisation introduite par l'attente de l'apparition du nouveau slot. Il faut néanmoins noter que sur les résultats présentés, il n'y a pas de relation entre la taille des *slots* et la taille des paquets.

La Figure 3.36 présente une comparaison du délai moyen de transfert de bout en bout dans le protocole Slotted-ALOHA et UnSlotted-ALOHA en fonction du nombre de retransmissions.

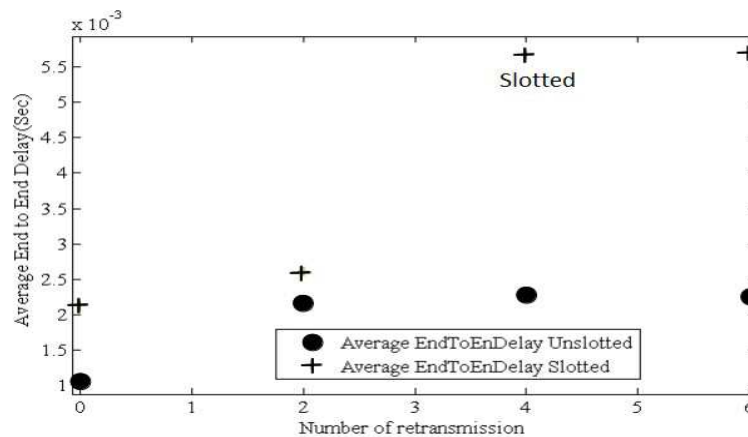


Figure 3.36: Délai moyen de transfert de la source vers la destination-
Scénario1

On peut voir que le protocole UnSlotted-ALOHA possède de meilleures performances. Ce qui est dû au délai d'attente supplémentaire engendré par l'attente de l'apparition du nouveau *slot*. Les mêmes expériences ont été effectuées avec le couple MAC-PHY CSMA/CA-OQPSK, sans l'utilisation du mécanisme *RTS/CTS*. Le taux de succès observé fut de 50.1 % et la latence de transfert de bout en bout de 7.58 E-03 secondes.

Tout comme dans les expériences précédentes, on a fait varier la charge du trafic de 0.1 à 80 paquets/s, ce qui n'a pas eu d'impact sur les observations précédentes dans cette dernière expérience. Ces faibles performances sont dues aux taux de collisions relativement élevé dans le couple CSMA/CA-OQPSK par rapport à la technique IR-UWB.

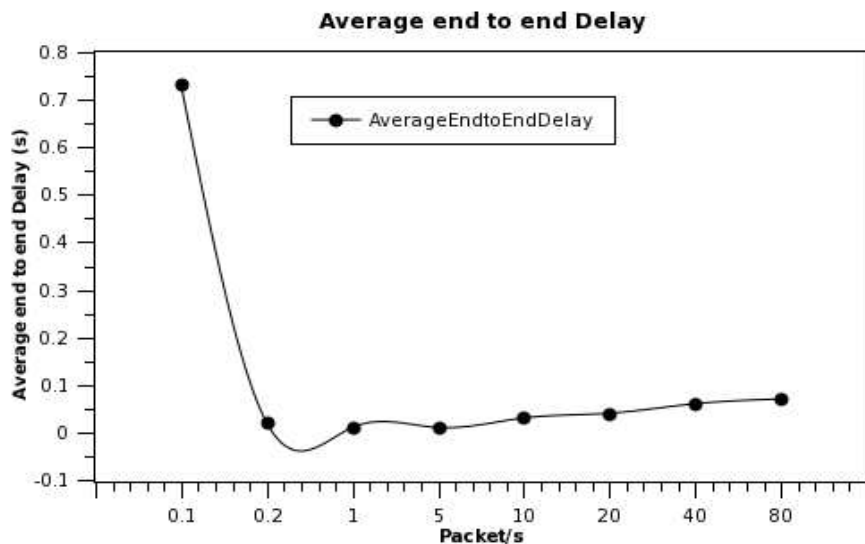
3.6.2.2 Performances du second scénario

Pour ce scénario, nous avons effectué deux lots d'expériences, le premier utilisant une application de type CBR ce qui facilite les comparaisons et le second est de type application de protection de surface.

Dans le premier cas, cinq nœuds situés de différents cotés de la zone protégée génèrent un trafic de type CBR vers la station de base située au centre. Le protocole de routage utilisé est Ad Hoc On Demand Distance Vector (AODV). Dans AODV, les routes sont construites au besoin et ensuite maintenues en cache pour une durée fixe après laquelle elles sont invalidées.

La Figure 3.37 illustre la variation du délai de bout en bout en fonction de la charge

du trafic. Les valeurs élevées de la latence avec des charges de trafic faibles s'expliquent par le mode de fonctionnement du protocole de routage. En effet, dans AODV, les routes sont mises à jour après une certaine durée Time To Live (TTL). Une faible charge de trafic, plus précisément lorsque l'intervalle entre deux paquets successifs est inférieur au TTL, engendre donc une reconstruction des routes pour chaque paquet envoyé. A l'inverse, lorsque la charge est élevée, plusieurs paquets sont envoyés sur la même route avant l'expiration du TTL.



*Figure 3.37: Délai moyen de transfert de la source vers la destination-
Scénario 2 lot d'expériences 1*

La Figure 3.38 illustre la variation du taux de paquets reçus avec succès en fonction de la charge du trafic. On remarque que le taux de paquets reçus avec succès diminue quand la charge de trafic augmente. Les faibles valeurs du taux de paquets délivrés avec succès pour 0.1 paquets par seconde sont également dues aux effets du protocole de routage, c'est à dire que la surcharge engendrée par le protocole de routage induit des pertes supplémentaires. Avec des charges de trafic plus élevées, les effets du protocole de routage ont tendance à disparaître car les routes sont fréquemment utilisées.

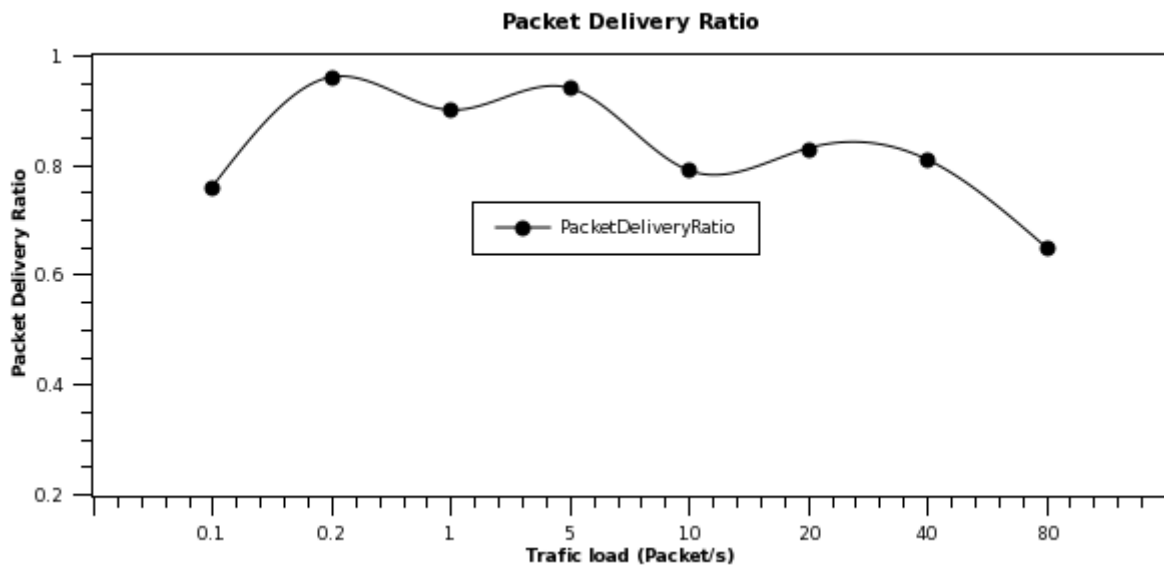


Figure 3.38: Taux de paquets reçus avec succès- Scénario 2 lot d'expériences 1

Le second lot d'expériences dans le cadre du scénario 2 correspond à l'application de réseaux de capteurs décrite précédemment. La fréquence d'excitation du canal de captage utilisée pour la modélisation des événements d'intrusion varie de 0.1 à 20 événements par seconde.

La Figure 3.39 illustre la variation du taux de détections et d'authentifications en fonction de la charge. On remarque que le taux de détections diminue quand la charge du trafic augmente. De plus, comme dans les cas précédents on note l'impact du protocole AODV sur la fiabilité, lorsque la fréquence de l'événement d'intrusion est faible. On note également que la courbe du taux d'authentification et du taux de détection ont la même allure bien que le taux d'authentifications reste inférieur par rapport au taux de détections.

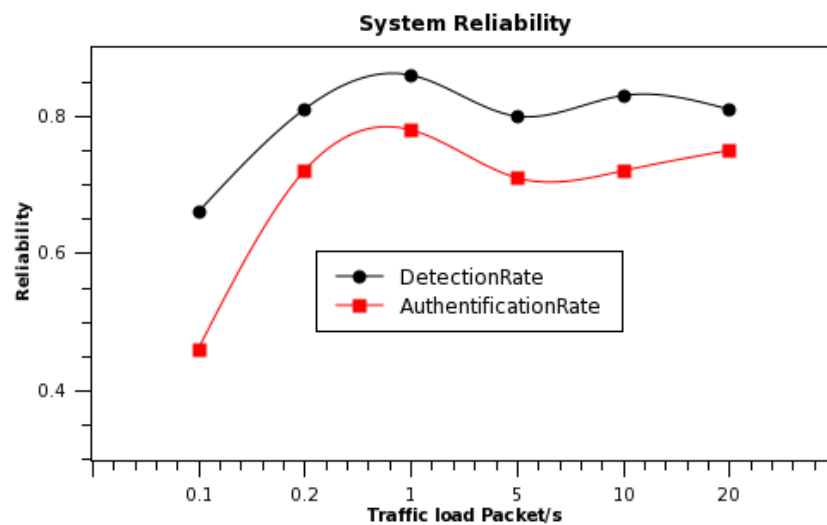


Figure 3.39: Taux de détection et d'authentification scénario 2

La Figure 3.40 présente la variation de la latence de détection et d'authentification en fonction de la charge. L'indicateur de charge ici correspond à la fréquence de l'événement d'intrusion. On remarque toujours l'impact du protocole de routage sur les performances, lorsque la fréquence de l'événement d'intrusion est faible. On peut également voir que la latence d'authentification est inférieure à la latence de détection et ces valeurs sont relativement constantes à partir d'une charge de 0.2.

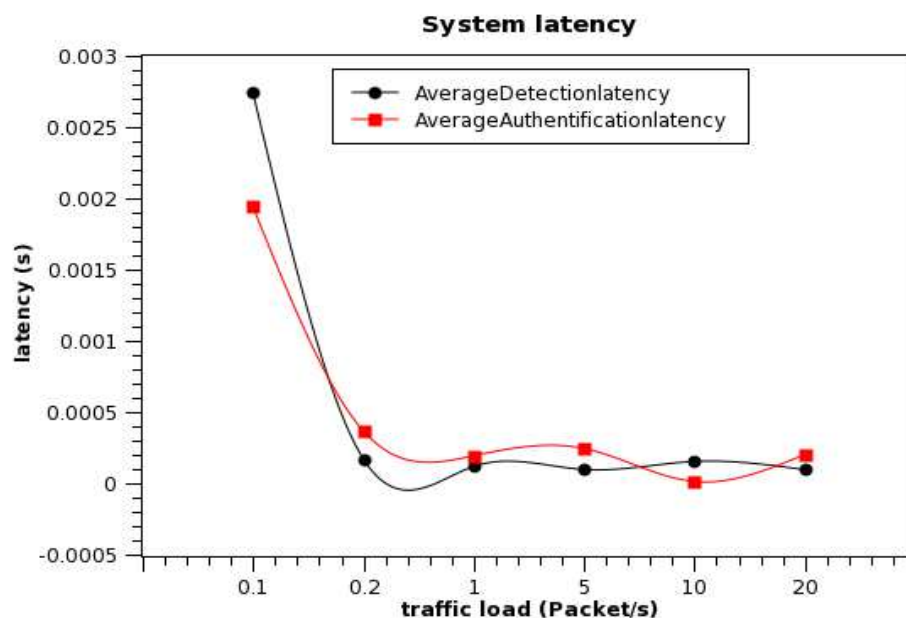


Figure 3.40: Latence de détection et d'authentification

3.6.2.3 Conclusion

Cette deuxième partie nous a permis d'étudier les performances de scénarios complets dans le cadre des réseaux de capteurs basés sur la technique IR-UWB. Nous avons pu noter l'impact du protocole de routage sur la fiabilité et la latence dans des conditions de charge différentes. On en conclut que:

1. Le taux de succès de paquets délivrés, ainsi que la fiabilité en termes de taux de détections et d'authentifications diminuent quand la charge du trafic augmente.
2. La latence d'authentification et de détection sont relativement constante à partir d'une charge de 0.2.
3. Les performances du système en termes de détections sont supérieures à l'authentification.

Il serait par ailleurs intéressants d'effectuer les mêmes comparaisons avec d'autres protocoles de routage afin de quantifier l'impact de AODV en termes de latence et de fiabilité.

3.7 Comparaison de l'approche adoptée avec l'état de l'art

Dans cette partie nous comparons notre approche de modélisation de IR-UWB aux autres modèles de simulation destinés à IR-UWB [5] [3], tous développés à École Polytechnique Fédéral de Lausanne (EPFL):

- L'architecture NS-IR-UWB : est une architecture de modélisation de IR-UWB destinée au simulateur NS-2.
- L'architecture OMNet++ IR-UWB : est une architecture de simulation destinée au simulateur OMNet++, elle est développée à partir de la librairie MiXim.

3.7.1 Rappel sur les modèles existants

3.7.1.1 L'architecture NS-IR-UWB

L'approche adoptée dans [3] est la plus proche de la notre, elle consiste en une réalisation de couche MAC: Dynamic Channel Control-MAC (DCC-MAC) et PHY dans le contexte de IR-UWB, sur le simulateur de réseaux: NS-2. Elle met l'accent sur la division du canal en sous canaux orthogonaux après une étude préalable des séquences de *time-hopping* avec différents taux de codage. L'interférence *multi-utilisateur*, comme dans les modèles évolués de couches PHY, est gérée grâce à une technique d'interfaçage de type BER/SINR.

Au niveau de la réception, les stations écoutent sur une séquence de *time-hopping* particulière, ce qui restreint le domaine de validité du modèle proposé. De plus les mécanismes permettant la mise en œuvre de cette écoute ne sont pas définis.

L'un des points intéressants de ce modèle est la définition d'un état SYNC, rajouté aux différents états de la couche PHY. En effet, SYNC est un état de synchronisation durant lequel une liste de communications interférentes est construite, puis un signal est choisi de cette liste pour devenir le signal en cours de réception. Le niveau de granularité de ce modèle est le *sous-canal*, défini par une séquence de *time-hopping* particulière. Cependant, l'influence du délai de propagation de l'impulsion lors de la modélisation de l'interférence *multi-utilisateur* le rend moins précis. Concrètement, ce modèle définit un

facteur d'interférence entre deux communications utilisant des séquences de *time-hopping* orthogonales et un autre facteur d'interférence entre des séquences de *time-hopping* non orthogonales. L'interférence *multi-utilisateur* est prise en compte dans l'évaluation du BER. Même si dans le calcul des facteurs de l'interférence, on tient bien en compte le délai de propagation des impulsions, l'impact réel de ce délai disparaît dans l'architecture de modélisation intégrée au simulateur NS-2. On notera aussi que l'interférence entre deux séquences de *time-hopping* orthogonales ou non dépend plus du délai de propagation réel de l'impulsion que de la séquence d'émission. Une telle modélisation peut être effectivement valable en division fréquentielle mais s'avère insuffisante avec la technique THSS. **C'est pourquoi nous avons introduit le concept de séquences de réception ainsi que la notion d'orthogonalité en réception.** On notera enfin que ce modèle est basé sur une détection cohérente: (utilisation de mécanismes d'égalisation). Ce qui suppose une certaine complexité dans les circuits en réception.

3.7.1.2 L'architecture OMNet IR-UWB

L'approche adoptée dans [5] est inspirée de l'architecture précédente, elle est mise en œuvre grâce au simulateur OMNet++ et sa librairie MiXim. Le type de récepteur modélisé est de type non cohérent, basé sur la détection d'énergie, la modulation est de type BPM BPSK, basée sur le standard 802.15.4a. Elle met l'accent sur la précision au détriment de la scalabilité. Chaque impulsion est représentée en mémoire par un échantillon triangulaire à l'aide de trois points. Ces points représentent le début de l'impulsion, sa fin et son pic. Les autres points sont déterminés à partir des précédents par une technique d'interpolation. L'avantage de ce modèle est sa forte ressemblance à un modèle détaillé de caractérisation d'une couche PHY IR-UWB. Il faut cependant noter qu'il n'atteint pas la précision d'un tel modèle et ne dispose pas de la flexibilité d'un modèle de simulation destinée à un simulateur d'architecture complet. Et pour cause, les modèles de caractérisation de la couche PHY échantillonnent le signal à une fréquence allant jusqu'à 20 échantillons par seconde pour une impulsion de durée 2 ns, et procèdent par simple addition des signaux pour la prise en compte l'interférence *multi-utilisateur* avant l'échantillonnage. Quant aux modèles de simulation destinés à un simulateur de réseaux, ils s'intéressent plus au rapport signal sur bruit pour la modélisation de la détection et de la décision.

3.7.1.3 Architecture proposée: GloMoSim IR-UWB

3.7.1.3.1 Particularités

Dans notre modèle (Figure 3.41), nous considérons la technique d'étalement de spectre par l'utilisation de séquence de saut aléatoire, Time Hopping Spread Spectrum (THSS), dans sa généralité. Nous élaborons deux modèles : un modèle basé sur des impulsions uniformément espacées et un modèle basé sur l'utilisation de séquences de saut aléatoires. Nous nous intéressons plus précisément aux collisions d'impulsions sur l'interface radio. Comme toute modélisation de la couche PHY, nous essayons de répondre à la question suivante: Quand est ce qu'une trame reçue avec un niveau de puissance donnée est sans erreur ? Nous répondons à cette question en considérant les modèles évolués de couches physiques déjà disponibles. La prise en compte du taux d'erreurs binaire est faite grâce à un modèle *Matlab* du lien IR-UWB [11]. Ce modèle donne la probabilité d'erreur en fonction de la puissance reçue. On aurait pu

utiliser un modèle analytique à ce niveau. La particularité du contexte étant une division du canal par l'utilisation de séquences de *time-hopping* pseudo aléatoires, nous avons réalisé une modélisation précise et fine dans laquelle, chaque impulsion du signal est traitée de façon analogue à une sinusoïde dans les modèles de radio évolués tout en prenant en compte le délai de propagation de l'impulsion et le découpage en *trame* et *chip* au niveau de l'interface radio.

On notera que le niveau de granularité du modèle de détection de collision proposé est le *chip* qui est défini par le temps bit plus le *delay-spread*. Le *delay-spread* représente la durée de retour du canal dans un état stable après la réception d'une impulsion. Nous émettons une hypothèse sur la constance du délai de propagation durant l'émission d'un même PPDU. Ce qui est déjà admis dans les modélisations de couche PHY. On notera tout de même que les variations de l'état du canal sont prises en compte grâce aux modèles de *fading* traitant les *multi-trajets* (*Rice* et *Rayleigh*).

Nous partons du principe que les stations émettent en respectant leur propres codes et que la succession d'impulsions émises est reçue au niveau d'un récepteur après le délai de propagation, impulsion après impulsion. Le récepteur n'écoute pas sur un code particulier, car cela reviendrait soit à fixer des intervalles de temps pendant lesquels la radio est allumée et d'autres où elle est éteinte, à l'avance ou à tout simplement supposer que le code d'émission de l'émetteur est égal au code de réception du récepteur. Ce qui aurait pour conséquence une restriction du domaine de validité du modèle.

Le niveau de bruit thermique sur la bande de fréquence utilisée est également bien défini en prenant en compte l'efficacité spectrale qui n'était pas initialement prise en compte dans *GloMoSim*. L'efficacité spectrale donne une indication de la largeur de bande nécessaire pour atteindre un débit donné.

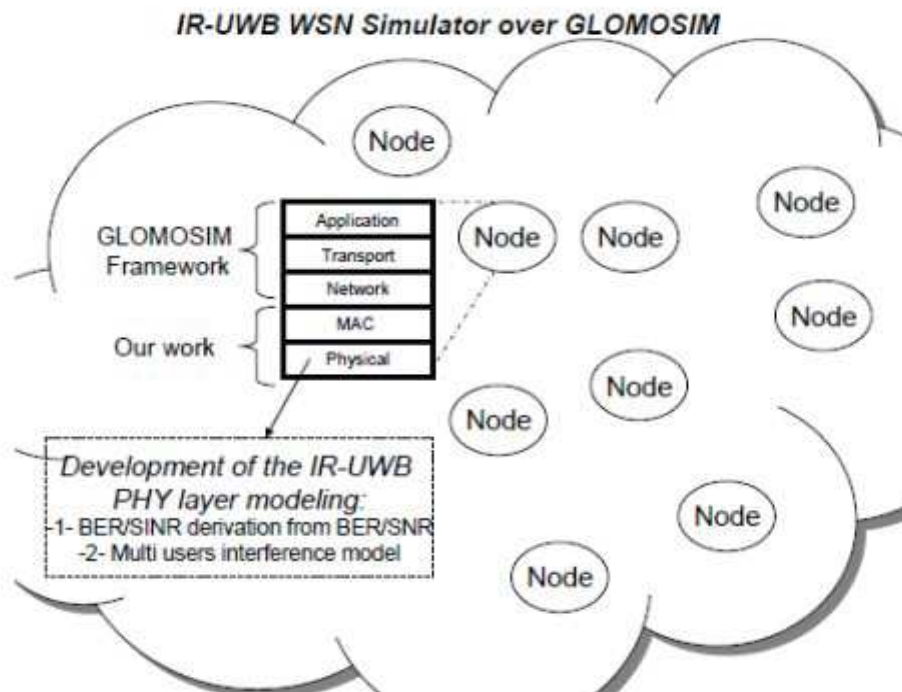


Figure 3.41: Plate forme de simulation de IR-UWB

3.7.1.3.2 Avantages

A la différence des modèles existants, nous prenons en compte l'orthogonalité des séquences de *saut aléatoires* ou séquences de *time hopping* au niveau du récepteur. Ceci grâce au nouveau concept de *séquences de réception* ainsi que la *notion d'orthogonalité en réception*, l'orthogonalité des codes de réception est une condition nécessaire et suffisante d'absence de collisions entre deux ou plusieurs réceptions concurrentes. Vu que le délai de propagation influe sur la séquence de *time-hopping* de réception, il est important de prendre en compte ce dernier paramètre lors de la modélisation des collisions d'impulsions ou de l'interférence *multi-utilisateur*.

L'architecture définie a été implémentée au niveau des couches basses d'un simulateur de réseaux bien connu : *GloMoSim*. Elle a été testée en présence de plusieurs types d'applications. La conception au niveau de la couche physique est indépendante des mécanismes utilisés au niveau de la MAC. La couche physique proposée peut donc être facilement utilisée en présence d'autres méthodes d'accès. Nous avons également modélisé des couches MACs simples pour IR-UWB, basées sur des principes comme l'absence du mécanisme *carrier sense*. En effet, la notion de canal libre est difficile à définir dans le cadre de l'IR-UWB où l'impulsion est émise sans porteuse. La détection d'impulsion sur le canal nécessite donc un circuit dédié, de plus, ce mécanisme a un impact sérieux sur la consommation d'énergie au niveau de l'interface radio.

3.7.1.3.3 Inconvénients

Le principal problème de cette solution provient du niveau de granularité : la durée du *chip*. Le modèle proposé nécessite la définition d'un niveau de granularité pour les impulsions. Ce qui engendre une approximation sur la prise en compte des collisions d'impulsions. En pratique les différentes formes de collisions suivantes peuvent apparaître [33]:

1. Une collision qui rajoute la puissance de la première impulsion à la seconde de manière constructive, ce qui n'engendre pas forcément une perte.
2. Une collision qui engendre la destruction de la première impulsion par la seconde, ce qui implique une perte.
3. Une collision d'une impulsion à cheval entre deux *chips* successifs. Les deux *chips* pouvant être affectés de manières différentes. Les avantages d'une solution prenant en compte cet aspect ne semble pas justifiés par rapport à l'effort nécessaire pour sa mise en oeuvre

Le modèle proposé ne considère que le deuxième cas de figure, donc sa précision dépend du niveau de granularité défini. Il faut remarquer que cette insuffisance est partagée avec les deux modèles précédents. Le tableau suivant compare notre approche aux approches existantes dans la littérature

Tableau 3 9: Comparaison des différents architectures de simulation

	Modélisation de l'interférence multi-utilisateur	Type de récepteur	Détection et décision
Architecture NS-2 IR-UWB	Cumulative Noise	Rake- Cohérent	BER/SINR
Architecture OMNet+ + IR-UWB	Échantillonnage, d'impulsion triangulaire	Détection d'énergie- Non cohérent	Intégration et Décision
Architecture GloMoSim IR-UWB	Matrice d'interférence	Détection d'énergie- Non cohérent	BER/SINR

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord mis en évidence l'insuffisance des techniques de modélisation classiques dans la prise en compte de la technique IR-UWB au niveau d'un simulateur de réseaux. Puis nous avons présenté une première modélisation basée sur l'utilisation d'un train d'impulsion uniformément espacées et une seconde prenant en compte l'utilisation des séquences de sauts aléatoires encore appelés séquences de *time-hopping*. Ces modèles sont basés sur des représentations formelles à partir desquelles nous évaluons de manière précise le rapport entre le signal et l'interférence plus le bruit à l'aide d'une condition d'interférence bien formalisée. Le formalisme adopté prend en compte le délai de propagation de l'impulsion et le nombre d'utilisateurs actifs à la différence des modèles précédents [4]. Les paramètres utilisées sont basés sur un prototype dont la réalisation complète est présentée sur la Figure 3.42.

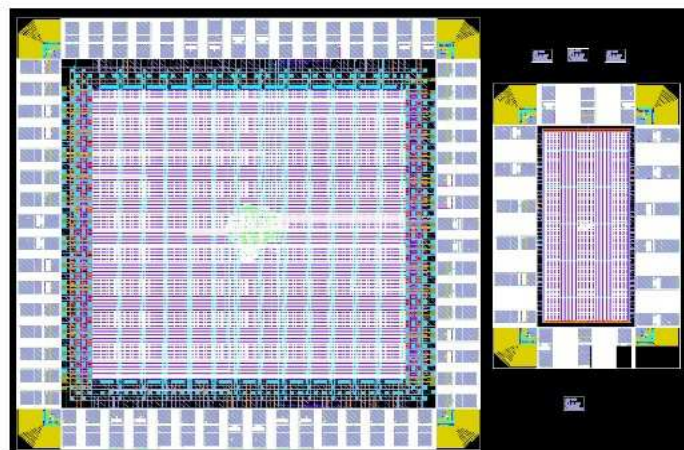


Figure 3.42: Émetteur IR-UWB réconfigurable [9]

L'approche présentée reste générique et peut servir pour toute autre modélisation précise d'une technique d'accès par étalement de spectre, notamment les techniques FHSS et DSSS. Elle peut également servir de base pour une évaluation des codes d'étalement ou

de sauts sur un simulateur de réseaux de télécommunication.

La modélisation effectuée a été utilisée pour le développement d'une plateforme de simulation de réseaux de capteurs basée sur la technique IR-UWB.

Une étude de cas d'une application typique des réseaux de capteurs a été également réalisée. Cette étude de cas est basée sur une application de protection de surface à l'aide de nœuds capteurs et communicants. La plateforme développée a permis la détermination de la meilleure topologie et architecture de réseaux de capteurs basés sur IR-UWB, pour ce type d'application.

Enfin, une évaluation de performances sur les critères fiabilité, latence et consommation d'énergie a permis de constater que la technique IR-UWB est la mieux adaptée aux réseaux car, elle consomme 3 fois moins que le couple CSMA-O-QPSK et 70 fois moins que le couple 802.11-BPSK. Elle assure une latence qui est plus que deux fois meilleure que celle du couple CSMA-O-QPSK (ZigBee) et plus que 45 fois meilleure que celle du couple 802.11BPSK (WiFi). De plus, elle assure une bonne fiabilité indépendamment des variations de topologies.

3.9 Bibliographie

- [1] M.Z. Win and R. a Scholtz, "Impulse radio: how it works," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, 1998, pp. 36-38.
- [2] R. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," *Proceedings of MILCOM '93 - IEEE Military Communications Conference*, pp. 447-450.
- [3] R. Merz, J.-Y. Le Boudec and J. Widmer, "An Architecture for Wireless Simulation in NS-2 Applied to Impulse-Radio Ultra-Wide Band Networks", 10th Communications and Networking Simulation Symposium (CNS'07), Norfolk, VA, USA, 25-29 March 2007.
- [4] R. Merz, "Interference management in impulse-radio ultra-wide band networks," *Thèse N°4119 EPFL Faculté Informatique et Communications, Laboratoire pour les Communications Informatiques et leurs Applications. Programme Doctoral en Informatique, Communications et Information*. Jul. 2008.
- [5] J. Rousselot and J.-D. Decotignie, "A High-Precision Ultra Wideband Impulse Radio Physical Layer Model for Network Simulation," *Proceedings of the Second International ICST Conference on Simulation Tools and Techniques*, 2009.
- [6] R. Bagrodia and T. Mineo, "Parallel Simulation of Large-Scale Heterogeneous Communication Systems," *ACM SIGSIM Simulation Digest*, vol. 28, Jul. 1998, pp. 154-161.
- [7] A. Berthe, A. Lecointre, D. Dragomirescu, and R. Plana, *Développement d'un simulateur couche MAC-couche physique pour l'UWB impulsif*, Rapport de Stage de Master, LAAS-CNRS, INP-ENSEEIH, 2009.
- [8] L. Kleinrock and F. Tobagi, "Packet Switching in Radio Channels: Part I--Carrier Sense Multiple-Access Modes and Their Throughput-Delay Characteristics," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 23, Dec. 1975, pp. 1400-1416.

- [9] A. Lecointre, "Interface radio IR-UWB reconfigurable pour les réseaux de microsystèmes communicants," *Thèse de doctorat en Doctorat Conception des circuits microélectroniques et microsystèmes, École Doctorale GEET, Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes*. 2010.
- [10] A. Lecointre, A. Berthe, D. Dragomirescu, J. Turbert, and R. Plana, "Performance evaluation of Impulse Radio Ultra Wide band Wireless Sensor Networks," *MILCOM 2009 - 2009 IEEE Military Communications Conference*, IEEE, 2009, pp. 1-7.
- [11] A. Lecointre, D. Dragomirescu, and R. Plana, "System architecture modeling of an UWB receiver for wireless sensor network," *Embedded Computer Systems: Architectures, Modeling, and Simulation*, vol. 4599, 2007, p. 408–420.
- [12] A. Berthe, A. Lecointre, D. Dragomirescu, and R. Plana, "Medium Access Control for Wireless Sensor Networks based on Impulse Radio Ultra Wideband," *European Conference on Artificial Intelligence 2009*, 2010, pp. 1-4.
- [13] A. Berthe, A. Lecointre, D. Dragomirescu, and R. Plana, "Simulation Platform for Wireless Sensor Networks Based on Impulse Radio Ultra Wide Band," *2009 Eighth International Conference on Networks*, IEEE, 2009, pp. 61-66.
- [14] J. Nuevo, *A Comprehensible GloMoSim Tutorial Contents*, INRS - Université du Québec, 2004.
- [15] S.M. George, W. Zhou, H. Chenji, M.G. Won, Y. Lee, A. Pazarloglou, R. Stoleru, and P. Barooah, "DistressNet: a wireless ad hoc and sensor network architecture for situation management in disaster response," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 48, Mar. 2010, p. 128–136.
- [16] T. Mackenzie and A.C. des Francs, *Succès de spectre, le démonstrateur de système de contrôle de zone locale développé par THALES pour les forces terrestres*, 2008. <http://www.defense.gouv.fr/dga/equipement/terrestre/spectre>
- [17] W. Liang and W. Wang, "On performance analysis of challenge/response based authentication in wireless networks," *Computer Networks*, vol. 48, Jun. 2005, pp. 267-288.
- [18] G. Pujolle : *Les Réseaux-2008* , Eyrolles, septembre 2007, 1^{er} édition 1995.
- [19] G. Pujolle *Cours Réseaux et Télécoms* , Eyrolles, octobre 2008. ISBN 978-2-212-12415-6
- [20] I.C. Society, *IEEE Standard for Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specification*, 2005.
- [21] I.C. Society, *IEEE Standard for Telecommunications and information Local and metropolitan area networks — Specific requirements Part 15 . 4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks*, 2006.
- [22] FCC 02-48, *Federal Communications Commission FCC 02-48*, 2002.
- [23] L.M. Feeney and M. Nilsson, "Investigating the energy consumption of a wireless network interface in an ad hoc networking environment," *Proceedings IEEE*

INFOCOM 2001. Conference on Computer Communications. Twentieth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Society (Cat. No.01CH37213), pp. 1548-1557.

- [24] I.C. Society, *Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements — Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, 2003.
- [25] K. Holger, *Protocols and Architectures for Wireless Sensor Networks*, Wiley, May 2005.
- [26] H. V Lodewijk, N. Tim, W. Jian and P.J.M Havinga. "Prolonging the lifetime of wireless sensor networks by cross-layer interaction". *Wireless Communications, IEEE*, 11 (6). pp. 78-86. ISSN 1536-1284, Dec 2004
- [27] M.J. Lee, "Power saving algorithms for wireless sensor networks on IEEE 802.15.4," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, Jun. 2008, pp. 148-155.
- [28] J. Salo, H.M. El-Sallabi, and P. Vainikainen, "Statistical analysis of the multiple scattering radio channel," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, 2006, p. 3114–3124.
- [29] A. Gupta and P. Mohapatra, "A survey on ultra wide band medium access control schemes," *Computer Networks*, vol. 51, Aug. 2007, pp. 2976-2993.
- [30] I. Chlamtac, a Farago, and H. Zhang, "Time-spread multiple-access (TSMA) protocols for multihop mobile radio networks," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 5, 1997, pp. 804-812.
- [31] M.A. Khan, A.A. Parvez, M.E. Hoque, X. An, and K.S. Kwak, "Analysis of Energy Consumption and Sleeping Protocols Networks," *Energy*, 2007, pp. 858-863.
- [32] Chipcon AS SmartRF CC2420 DataSheet 2.4GHz IEEE 802.15.4/Zigbee-Ready Transceiver, 2004.
- [33] J. Rousselot, "Ultra Low Power Communication Protocols for UWB Impulse Radio Wireless Sensor Networks," *Thèse N°4720 EPFL Faculté Informatique et Communications, Laboratoire de Modélisation Systémique. Programme Doctoral en Informatique, Communications et Information*. Jul. 2010.

Partie II

**Modélisation et Simulation d'une couche MAC haut
débit pour les réseaux sans fil très haut débit :
Développement de modèles MAC-PHY**

Chapitre 4

Contexte et standardisation pour les réseaux sans fil hauts débits

4 Contexte et standardisation pour les réseaux sans fil hauts débits

Dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord les besoins de la transmission de contenus multimédia très haut débit sur le support sans fil puis les techniques traditionnellement utilisées et leurs insuffisances. Enfin nous présentons les nouvelles solutions en cours d'élaboration pour la transmission très haut débit autour de la bande des 60 GHz au niveau des couches PHY et MAC.

4.1 Contexte de l'étude

4.1.1 Introduction

Dans le cadre des réseaux sans fil à faible portée : Wireless Local Area Networks (WLANs) et très faible portée : Wireless Personal Area Networks (WPANs), de nombreux standards sont apparus dans la bande Industrial Scientific and Medical (ISM), 2.4 GHz et Unlicensed National Information Infrastructure (UNII), 5GHz [1].

Dans le cadre des réseaux locaux sans fil, nous avons les standards de la famille 802.11, certifiés par un consortium d'entreprises connu sous le nom de Wireless Fidelity (WiFi) Alliance [2] et destinés aux réseaux locaux sans fil. L'un des objectifs de départ de cette famille est la provision de l'Ethernet sans fil. Sa première spécification date de 1999 : le 802.11b [3], puis de nombreux autres versions ont été définies, notamment :

- Le standard 802.11a [4], 1999 pour l'amélioration du débit avec une couche physique : PHY utilisant la technique Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).
- Le standard 802.11e [5], 2005 pour la prise en compte de la QoS pour Quality of Service.
- Le standard 802.11n [6] (n pour next generation) datant de 2009 a pour but d'offrir jusqu'à 600Mbps grâce à l'utilisation de la technique Multiple Input Multiple Output (MIMO) avec le *beamforming*, la technique OFDM et également une technique d'agrégation de canaux.

Dans le cadre des réseaux personnels sans fils, les standards de la famille 802.15, on a vu apparaître:

- Le standard 802.15.1 [7] Bluetooth datant de 2002 et destiné à l'interconnexion d'équipements électroniques sur une faible distance.
- Le standard 802.15.3 [8] datant de 2003, pour la diffusion temps réel de contenu multimédia entre différents équipements électroniques sur une faible distance.
- Le standard 802.15.4 [9] datant également de 2003 et destiné aux réseaux de capteurs à faible débit et faible consommation.

Ces standards, utilisant originellement une technique de transmission en bande étroite, ont bénéficié de la normalisation UltraWide Band (UWB) par la Federal Communication Commission (FCC) en 2002 [10]. Ce qui a eut pour avantages, une faible consommation et des communications plus sécurisées dans le cas de Impulse Radio UWB (IR-UWB) et Direct Sequence UWB (DS-UWB). Ces deux techniques ont été définies respectivement comme une alternative de couche PHY dans les standards 802.15.4a [11] (ZigBee) en

2006 et 802.15.3a. L'UWB a également permis des débits relativement supérieurs pour cette époque, dans le cas du Multi Band OFDM (MB-OFDM) [12][13] défini par la WiMedia Alliance qui atteint 480 Mbps.

L'apparition de nouvelles applications qui nécessitent un très haut débit comme la transmission de la vidéo haute définition, les jeux vidéo en ligne [14] [15] ont conduit à une normalisation autour de 60GHz [57-64] GHz par la FCC et [57-66] GHz à travers le monde, également appelée bande des *ondes millimétriques* [16]. Ce qui offre une bande passante libre supérieure ou égale à 7 GHz. La loi de Shannon [17] sur la capacité du canal nous permet donc d'atteindre théoriquement un débit de 25 Gigabit par seconde (Gbps) soit un débit 80 fois supérieur au nouveau standard 802.11n et 200 fois supérieur à celui de UWB [18]. L'inconvénient majeur de cette bande est la forte atténuation du signal prédit par la loi de Friis [19] [20]. En effet la loi de Friis stipule que puissance reçue à distance donnée est inversement proportionnelle à la longueur d'onde. Cependant la faible longueur d'onde permet des antennes miniaturisées pouvant s'intégrer sur une petite surface, offrant ainsi une grande directivité. Ceci permet de compenser la forte atténuation subie par le signal par la focalisation du faisceau de l'émetteur vers le récepteur pour maximiser la puissance reçue (*beamforming*).

Parmi les efforts de standardisation dans la bande des ondes millimétriques, on distingue notamment les deux nouveaux standards de l'Institute of Electrical and Electronic Engineering (IEEE) à savoir : les standards 802.15.3c [21] et 802.11ad [22]; le standard ECMA 387 [23] et la spécification WirelessHD [24]. On remarque dans ces standards que les efforts d'amélioration du débit qui s'étaient traditionnellement limités à la couche PHY par l'utilisation de technique comme l'OFDM et du mécanisme d'agrégation de canaux (channel bonding) misent désormais sur la couche Medium Access Control (MAC) et l'utilisation du *beamforming*. Au niveau de la MAC, le but est de réduire les surcharges créées par les en-têtes PHY et MAC. Quant au *beamforming*, il s'agit de trouver le meilleur moyen (protocole et algorithme) permettant de sélectionner la meilleure configuration de l'antenne directive pour l'optimisation de la qualité de la liaison entre l'émetteur et le récepteur.

4.1.2 Besoins du multimédia

En plus des contraintes liées au taux d'erreurs élevé sur le support radio et de QoS pour les applications comme la transmission de la voix sur IP (VoIP) et la *visio-conférence*, de nouvelles applications telles que la distribution de la vidéo haute définition apportent des contraintes particulières. La différence entre les applications de type Wireless Display (affichage sans fil) et Wireless Distribution (Distribution sans fil) est présentée dans [25]. Dans le cadre de l'affichage sans fil, un vidéo projecteur qui transmet de manière sans fil un flux vidéo à un écran pour affichage par exemple, les équipements sont situés dans le même local et le problème de partage du médium n'est pas très contraignant. A l'inverse, dans le cas de la distribution, les équipements ne sont pas forcément situés dans le même local, de nombreuses obstructions peuvent alors empêcher le signal de se propager. Un autre problème toujours mentionné dans [25] est l'emplacement de la liaison sans fil dans le cas de la distribution. Il y est démontré qu'au lieu de concevoir des équipements

d'affichage spécifiques où le décodage et l'arrangement (rendering) se passent au niveau de l'afficheur, pour ainsi transmettre un flux compressé, il serait plus avantageux de procéder au décodage et à la mise en forme au niveau de l'équipement chargé de la distribution. Ce qui permet alors de transmettre une vidéo non compressée prête à l'affichage. Ceci est la solution retenue dans [24], elle évite notamment les problèmes de droits liés à la protection du contenu.

4.1.3 Avantages de la bande des 60 GHz

Avec une bande libre supérieure ou égale à 7 GHz, et des antennes directives, la bande des *ondes millimétriques* représente une opportunité intéressante pour la distribution de contenus multimédia. Elle offre notamment la possibilité de transmettre plusieurs Gbps de flux vidéo non compressés.

Il faut pourtant noter que cette bande ne possède pas que des avantages, avec la montée en fréquence, la loi de Friis équation 4.2 et L'absorption de l'oxygène conduisent à une atténuation supplémentaire de 20 dB par rapport à la bande UNII [26][20]. Ces inconvénients peuvent être compensés par l'utilisation d'antennes directives facilement intégrables sur une petite surface grâce à la faible longueur d'onde λ .

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (4.1)$$

$$Power_{Rx} = \frac{Power_{Tx} Gain_{Tx} Gain_{Rx} c^2}{4\pi Distance Frequency^2} \quad (4.2)$$

Cependant, une utilisation optimale des antennes directives nécessite la mise en œuvre de protocoles et d'algorithmes supportant cette nouveauté. Le protocole d'accès au médium devra supporter la transmission de trafic isochrone et asynchrone et aussi profiter pleinement du débit offert au niveau du point d'accès à la PHY tout en limitant les surcharges et les contrôles.

4.1.4 Solutions envisagées

Nous commençons par les solutions traditionnellement utilisées pour l'amélioration du débit au niveau de la couche PHY avant d'exposer les nouvelles solutions en cours d'élaboration.

4.1.5 Couche physique

Les deux techniques traditionnellement utilisées pour l'amélioration du débit sont l'OFDM et l'agrégation de canaux (Channel Bonding).

4.1.5.1 La technique OFDM

L'OFDM est une technique permettant une transmission *multi-porteuse*. Elle est basée sur la conversion d'un signal large bande en une série de signaux en bande étroite.

Chaque signal en bande étroite est transmis sur une porteuse indépendante. Les porteuses peuvent se recouvrir mais restent orthogonales (Figure 4 1) [27][28] .

Parmi les avantages de cette technique on peut citer :

- La simplicité de la modulation : en effet, la modulation et la démodulation peuvent se faire respectivement avec une Fast Fourier Transform (FFT) et une Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) .
- L'interférence inter symbole (ISI) est réduite vu que le débit de chaque sous porteuses indépendantes est faible. Ce qui lui confère une bonne résistance aux *multi-trajets*. Les sous porteuses peuvent être modulées en Binary Pulse Shift Keying (BPSK), Quadrature Pulse Shift Keying (QPSK), 16-Quadrature Amplitude Modulation (QAM) etc..

Cependant lorsque l'émetteur ou le récepteur est en mouvement, l'effet Doppler devient très important. De même, cette technique reste très sensible au bruit de phase et requiert une très bonne synchronisation. Enfin, comparée aux techniques de type Single Carrier(SC), la consommation d'énergie de la technique OFDM est importante, elle n'est donc pas la plus adaptée aux terminaux à faible coût et faible consommation.

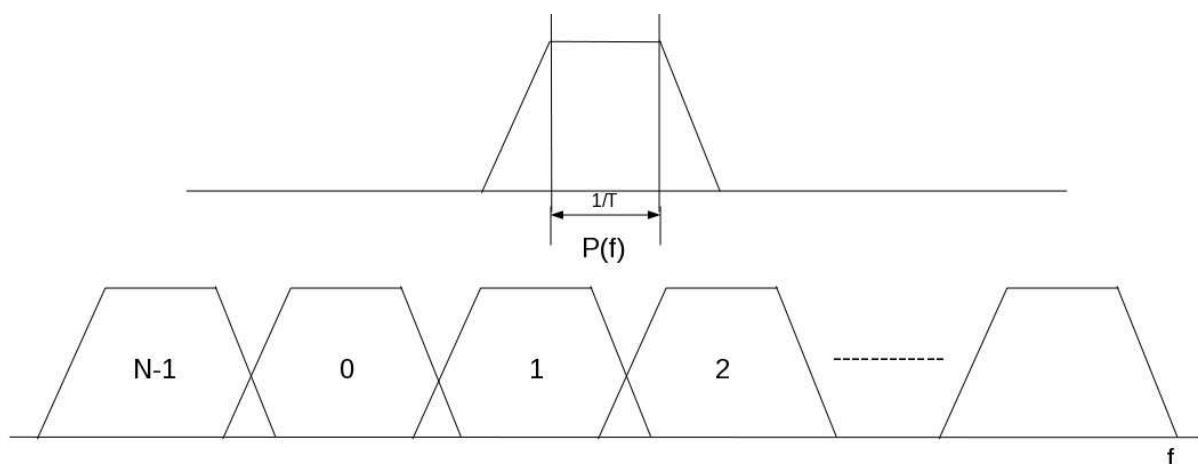


Figure 4 1: Illustration de la technique OFDM [27]

4.1.5.2 L'agrégation des canaux ou Channel Bonding

L'utilisation du channel bonding consiste à regrouper plusieurs bandes de fréquence en une seule [29] [30]. Dans le cas du 802.11n par exemple, on obtient une bande de 40 MHz en regroupant deux bandes d'une largeur de 20 MHz chacune. Ce qui, conformément à la loi de Shannon sur la capacité du canal, dans le cas Single Input Single Output (SISO) (voir équation 4.3) permet de multiplier le débit.

$$C = B \log \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4.3)$$

Dans l'équation 4.3, C représente la capacité du canal, B la largeur de bande et $\frac{S}{N}$ le rapport signal sur bruit.

Malgré sa capacité à offrir des débits très importants, l'agrégation de canaux possède de nombreux inconvénients parmi lesquels nous avons :

- Une importante capacité de calcul : vu que le nombre de points de l'algorithme de la Fast Fourier Transform (FFT) passent de 64 à 128 avec une technique OFDM (64 QAM) lorsque l'on passe de 20MHz à 40MHz.
- Une limitation de la réutilisation des fréquences disponibles dans le cas d'un déploiement dense de WLAN, en milieu urbain par exemple.
- Une augmentation de l'Adjacent Channel Interference (ACI) : dans [30] on conclut une perte de 60 dB pour un récepteur de type super hétérodyne causée par la bande de 20 MHz adjacente.

4.1.5.3 Protocole d'accès au support

Agrégation

L'agrégation des paquets fait partie des mécanismes envisagés pour réduire les surcharges engendrées par les trames de contrôle du protocole ainsi que les en-têtes de MAC Service Data Unit (MSDUs) [31]. Il vient compléter le mécanisme d'envoi par *burst* acquitté par un block acknowledgment (block ack), déjà présent dans les standards 802.15.3-2003 et 802.11e-2005.

La Figure 4.2 illustre le processus de transmission d'une trame de donnée suivant la méthode Distributed Control Function (DCF) du 802.11 [5]. On remarque qu'une grande partie du temps de transmission est consacrée aux *en-têtes*, trames de contrôle et espaces *inter-frames*. Deux nouvelles techniques permettent de réduire cette surcharge :

- L'envoi par *burst* : dans cette technique, plusieurs paquets sont transmis dans le cadre d'une seule transaction (voir Figure 4.3). Deux trames successives de la transaction sont séparées par un Minimum Inter Frame Space (MIFS). L'ensemble des trames de la même transaction sont acquittées à l'aide d'un accusé de réception groupé.
- L'agrégation : lors d'une agrégation, plusieurs MSDUs sont regroupés en un seul, avec une *en-tête* MAC commune (voir Figure 4.4). Suivant les spécificités du protocole, des sous *en-têtes* peuvent être transmises juste après l'*en-tête* MAC ou juste avant la charge utile de la trame. Les blocs reçus sont décodés puis acquittés à l'aide d'un accusé de réception groupé.

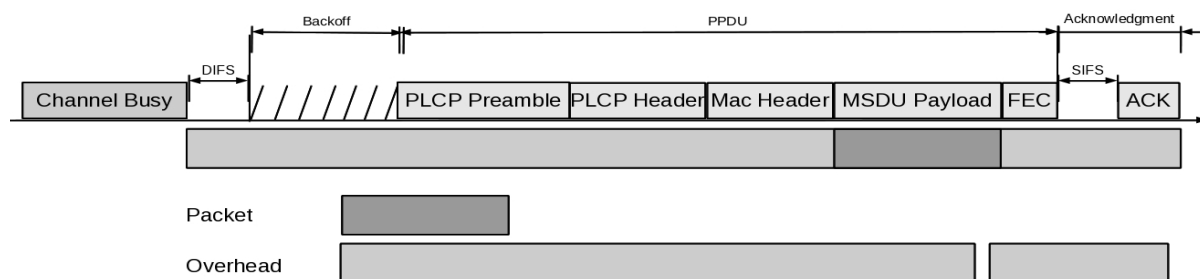


Figure 4.2: Illustration d'une transmission suivant la méthode DCF telle que décrite dans [28]

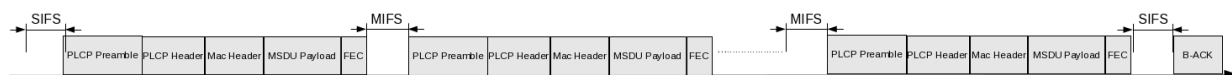


Figure 4.3: Illustration d'une transmission de burst

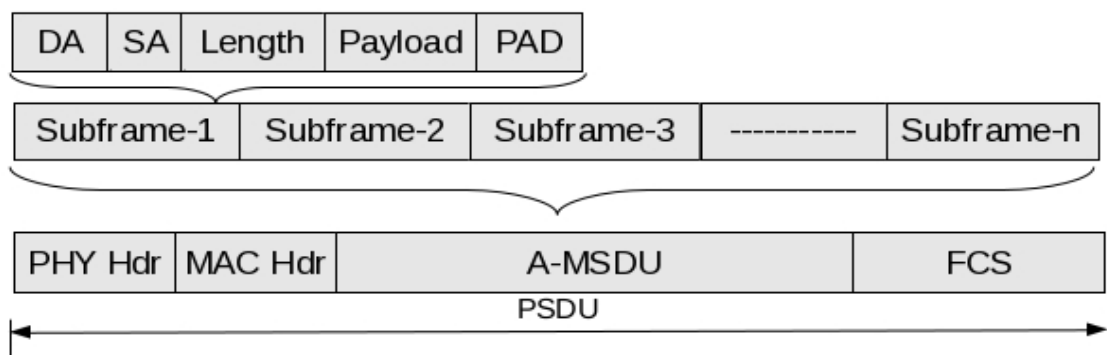


Figure 4.4: Illustration du mécanisme d'agrégation telle que décrite dans [28]

L'envoi par *burst*, bien que moins efficace en termes de réduction des surcharges, a l'avantage de mieux gérer les erreurs sur les trames, chaque trame étant indépendante. A l'inverse, la méthode d'agrégation par encapsulation de plusieurs MSDUs est plus performante en termes de réduction des surcharges car il n'existe pas de MIFS entre les trames successives. La gestion des erreurs est cependant plus complexe : pour obtenir de bonnes performances avec cette technique, il faut pouvoir développer une technique permettant de décoder chaque MSDU de façon indépendante. Ce qui revient à détecter le début et la fin de chaque MSDU du paquet agrégé.

4.1.5.4 Rappel sur le beamforming

Nous définissons le *beamforming* comme étant une technique d'ajustement du diagramme de rayonnement de l'antenne directive afin de le focaliser dans la direction souhaitée [32]. Il peut être mis en œuvre de différentes manières, nous considérons ici l'utilisation de déphaseurs programmables. Dans sa version la plus connue, les valeurs du déphasage complexe à appliquer aux déphaseurs de l'antenne directive sont évaluées en temps réel à partir d'une séquence se trouvant dans l'en-tête de la trame précédant la charge utile. Cette technique sera par la suite appelée *beamforming adaptatif* : elle nécessite une inversion de matrice. La deuxième manière d'effectuer le *beamforming* consiste à utiliser un manuel de code ou *codebook* prédéfini. Le *codebook* est constitué de vecteurs, chaque vecteur contient le déphasage à appliquer aux déphaseurs pour une direction particulière. Cette technique sera par la suite appelée *codebook beamforming*.

Codebook beamforming

Cette technique est basée sur l'utilisation d'un manuel de code représenté sous la forme d'une matrice ($M \times K$). Où M représente le nombre d'éléments du réseau d'antennes et K le nombre de *beams*. Chaque colonne de la matrice est un élément du code, elle représente le vecteur de poids pour une direction particulière. Les éléments du code peuvent être obtenus par plusieurs méthodes, notamment :

- L'utilisation de matrices complexe de Hadamard [33] [23] : les vecteurs de poids à appliquer aux déphaseurs de l'antenne directive sont obtenus à partir d'une matrice de training. Soit T la matrice utilisée, les éléments T_{nk} , représentent le déphasage à appliquer à l'antenne n pour le symbole k . K est obtenue à l'aide de l'algorithme 4.4.

$$\begin{aligned}
 & \text{Si } (N < 16) \\
 & \quad \text{Alors } \text{Si}(N \bmod 2 = 0) \\
 & \quad \quad \text{Alors } K = N \\
 & \quad \quad \text{Sinon } K = N + 1 \\
 & \text{Sinon } (N > 16) \\
 & \quad K = X \text{ } l(X \bmod 4 = 0) \text{ et } (X < N)
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Les matrices complexes de Hadamard satisfont la propriété spécifiée dans l'équation 4.5:

$$H(K)H(K)^T = KI_k \quad K = H(K)^T H(K) \tag{4.5}$$

Dans (4.5), T représente l'opérateur de transposition et I_k la matrice identité d'ordre K . Les matrices (4.6) (4.7) et (4.8) représentent respectivement les matrices complexes de Hadamard pour $K= 1, 2$ et 4 .

$$H(1) = [1] \tag{4.6}$$

$$H(2) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$H(4) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

- La génération de la matrice à partir d'une équation particulière : les équations 4.9 et 4.10 permettent de générer la matrice *codebook* pour un système (MxK) où M représente toujours le nombre d'éléments du réseau d'antennes et K le nombre de *beams*.

$$\omega(m, k) = j^{\text{fix} \frac{m \bmod [k + (K/2), K]}{K/4}} \quad m=0:M-1 \text{ et } k=0:K-1 \quad (4.9)$$

$$\omega(m, k) = j^{\text{floor} \frac{m \bmod [k + (K/2), K]}{K/4}} \quad m=0:M-1 \text{ et } k=0:K-1 \quad (4.10)$$

Dans le cas spécial où $K = M/2$, les vecteurs du manuel de code sont obtenus à l'aide de l'équation 4.11 où la fonction *fix()* peut aussi être par remplacer la fonction *round()*.

Adaptive beamforming

Cette technique est basée sur une estimation directe du vecteur de poids à appliquer aux déphaseurs de l'antenne directive: Figure 4.5. Les vecteurs, plutôt que d'être prédéfinis, sont estimés à partir d'une séquence d'estimation envoyée par l'émetteur. L'algorithme d'estimation du vecteur de poids optimal est basé sur une inversion de matrice. Cet algorithme d'inversion peut être direct, par décomposition QR par exemple ou même récursif [34].

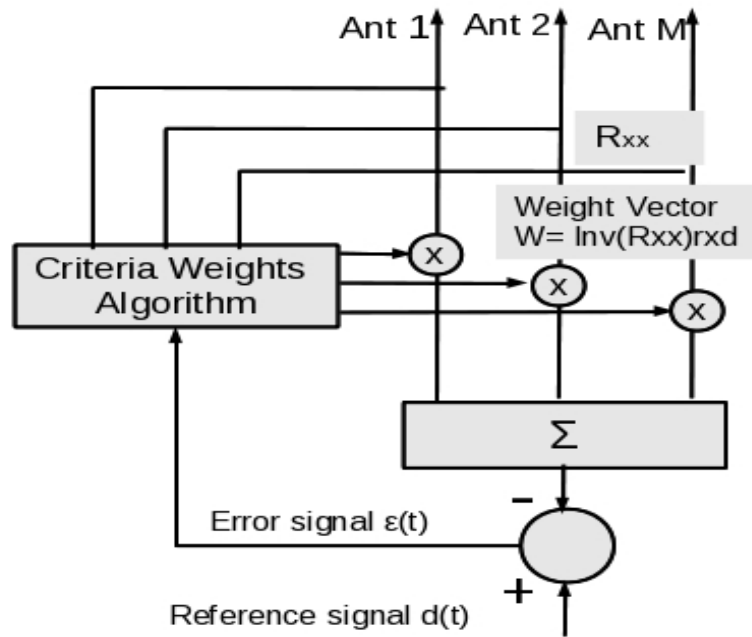


Figure 4.5: Système de beamforming adaptatif [31]

La Figure 4.6 illustre un réseau d'antennes avec N éléments, séparés par une distance d avec $d = \frac{\lambda}{2}$.

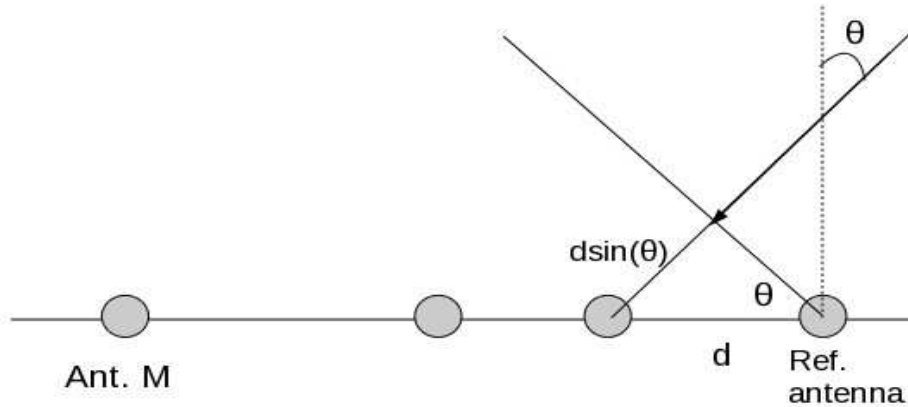


Figure 4.6: Illustration du réseau d'antennes directives

Suivant la direction d'arrivée du signal DoA (Direction of Arrival), le signal n'atteint pas tous les éléments du réseau au même instant. L'équation 4.12 représente la différence de phase $\Delta\Phi$ entre l'arrivée du signal au niveau du premier élément et l'élément se trouvant à la position k .

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi k d \sin(\theta)}{\lambda} \quad (4.11)$$

Le but de l'algorithme est de compenser cette différence de phase $\Delta\Phi$, afin d'optimiser la qualité du signal. Pour cela l'entrée de chaque élément est multipliée par un vecteur de poids corrigeant sa phase. Ce vecteur est obtenu à partir du vecteur de la réponse de l'antenne directive dans la direction d'arrivée du signal : $a(\theta)$ (4.13).

$$a(\theta) = [1, e^{-2\pi j \sin(\theta)/\lambda}, e^{-4\pi j \sin(\theta)/\lambda}, e^{-6\pi j \sin(\theta)/\lambda}, \dots, e^{-(M-1)2\pi j \sin(\theta)/\lambda}]^T \quad (4.12)$$

Dans (4.13), T représente l'opérateur de transposition. Dans le cas particulier où $d = \frac{\lambda}{2}$ le vecteur de réponse de l'antenne directive suivant l'azimut θ s'écrit:

$$a(\theta) = [1, e^{-\pi j \sin(\theta)}, e^{-2\pi j \sin(\theta)}, e^{-3\pi j \sin(\theta)}, \dots, e^{-(M-1)\pi j \sin(\theta)}]^T \quad (4.13)$$

La puissance reçue en fonction de l'azimut, $P(\theta)$ est évaluée à partir de la formulation donnée dans les équations 4.15 et 4.16:

$$P(\theta) = [a(\theta)^H x(\theta)]^2 = a(\theta)^H [x(\theta)x(\theta)^H] a(\theta) \quad (4.14)$$

$$P(\theta) = [a(\theta)^H x(\theta)]^2 = a(\theta)^H R_{xx}(\theta) a(\theta) \quad (4.15)$$

Le vecteur de poids optimal peut être évalué de différentes manières suivant le critère utilisé. De façon générale ce vecteur peut s'écrire sous la forme présentée dans l'équation:

$$W_{opt} = \alpha R_{xx}^{-1} h^x \quad (4.16)$$

Dans le cas où le critère est le Minimum Mean Square Error (MMSE). La solution optimale à partir de l'équation, également appelée équation de Wiener-Hopf [35] est :

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (4.17)$$

Dans (4.18), r_{xd} représente la corrélation entre le signal de référence et le signal reçu et R_{xx} , l'auto corrélation, $^{-1}$ représente l'opérateur d'inversion.

4.1.6 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté les besoins du multimédia, qui ont conduit à

une nouvelle normalisation dans la bande des 60 GHz. Nous avons présenté les solutions traditionnelles concernant surtout la couche PHY pour la prise en compte du haut débit, à savoir :

- L'utilisation de techniques *multi-porteuses* pour augmenter le débit de la transmission.
- L'utilisation du *channel bonding* qui permet de grouper plusieurs canaux de petite taille pour aboutir à un canal de plus grande taille.

Nous avons également présenté les nouvelles solutions envisagées ou en cours d'élaboration pour la prise en compte des besoins du multimédia très haut débit, à savoir :

- L'utilisation d'antennes directives avec la prise en compte d'algorithmes et de protocoles de *beamforming*.
- L'agrégation de paquets par l'élimination des espaces *inter-frames* afin de diminuer les surcharges engendrées par les *en-têtes*, les espaces *inter-frames* et les paquets de contrôle.

Dans la suite nous décrivons les quatre standards en cours d'élaboration pour la prise en compte des transmissions sans fil très haut débit.

4.2 Contexte réglementaire

Dans cette partie, nous présentons le contexte réglementaire qui régit l'utilisation de la bande 57-66 GHz pour la transmission sans fil à très haut débit (voir Figure 4.7).

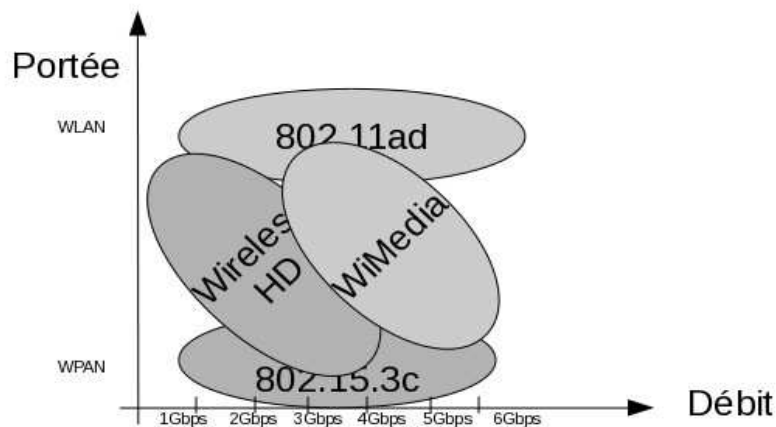


Figure 4.7: Contexte réglementaire

La standardisation en cours comporte deux standards IEEE à savoir le 802.11ad dans le cadre des WLANs et le standard 802.15.3c dans le cadre des WPANs. A ces deux standards s'ajoutent la spécification WirelessHD, définie par un consortium d'entreprises et le standard ECMA 387. Les premiers produits basés sur la spécification WirelessHD sont disponibles et commercialisés par SiBeamTM.

4.2.1 Le standard 802.15.3c

Le standard 802.15.3c est défini pour la transmission sans fil très haut débit, jusqu'à 6 Gbps dans la bande 57-66 GHz [21]. Il définit le protocole d'accès au médium (MAC), la couche physique PHY ainsi que deux protocoles de *beamforming*.

4.2.1.1 Le protocole d'accès au médium

L'accès au support est géré par un coordinateur PicoNet Coordinator (PNC). Il est basé sur une structure de Super Trame (voir Figure 4.8) qui se compose de deux parties:

- Channel Time Allocation Period (CTAP) : est une période d'accès sans contention. Elle se compose de petites tranches (CTAs), allouées aux éléments du réseau pour la transmission de trafic isochrone.
- Contention Access Period (CAP) : est une période d'accès avec contention, pour la transmission de trafic asynchrone.

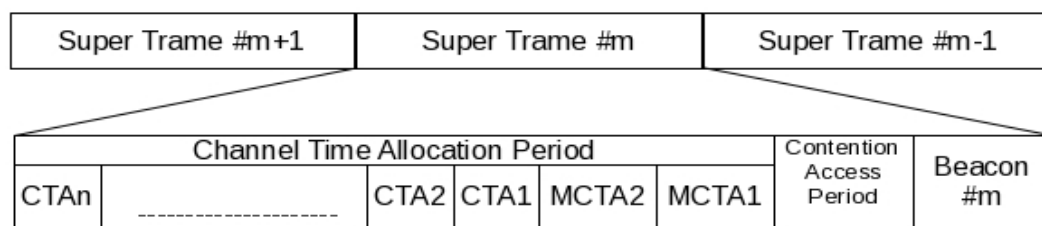


Figure 4.8: Protocole d'accès au médium du 802.15.3c tel que décrit dans [20]

4.2.1.2 La couche physique

Pour satisfaire les besoins d'applications diverses, le standard 802.15.3c offre trois types de couche physique :

- ◆ Le type Single Carrier (SC) : optimisé pour une faible consommation d'énergie et une faible complexité, il offre jusqu'à 5 Gbps de débit.
- ◆ Le type High Speed Interface (HSI) : optimisé pour le transfert bidirectionnel de données avec une faible latence, il offre jusqu'à 5 Gbps également.
- ◆ Le type Audio/Video (AV) : optimisé pour la transmission non compressée de la vidéo haute définition, avec deux techniques de codage performantes, il offre jusqu'à 3,8 Gbps de débit.

Spécifications

Les Tableaux 4.1 et 4.2 présentent respectivement la subdivision de la bande 57-66 GHz et la réglementation sur les puissances de transmission autorisées pour le standard 802.15.3c.

Tableau 4.1: Canaux de la bande 57-66GHz dans le standard 802.15.3c

CHNL_ID	Start frequency	Center frequency	Stop frequency
1	57.240 GHz	58.320 GHz	59.400 GHz
2	59.400 GHz	60.480 GHz	61.560 GHz
3	61.560 GHz	62.640 GHz	63.720 GHz
4	63.720 GHz	64.800 GHz	65.880 GHz

Tableau 4.2: Réglementation de la puissance de transmission suivant les régions

Region	Power limit	EIRP limit	Regulatory document
USA	-	Maximum indoor EIRP: 27 dBi Maximum outdoor EIRP: 40 dBi	47 CFR 15.255
Japan	Maximum output power: 10dBm Maximum bandwidth: 2.5 GHz	Maximum EIRP: 57 dBi	ARIB STD-T69, ARIB STD-T74
Australia	Maximum output power: 10dBm	Maximum EIRP: 51.8 dBi	Radiocommunications Class License 2000

4.2.1.3 Le beamforming

Le *beamforming* est basé sur la division du diagramme de rayonnement de l'antenne omnidirectionnelle en différentes régions de l'espace. En fonction de la résolution de l'espace occupé, les classes suivantes sont définies : *quasi-omni*, *secteur*, *beam* et *high resolution beam* (Figure 4.9).

Le *beamforming* s'effectue en fonction des deux critères suivants :

- Le Beam Switching and Tracking (BST) : il est valable pour tout type de système d'antennes, ce critère est basé sur le choix du meilleur *beam* parmi un ensemble de *beams* prédéfinis.
- Le Pattern Estimation and Tracking (PET) : il est valable pour les réseaux d'antennes (1D ou 2D), ce critère est basé sur la détermination du vecteur de poids optimisant la réception.

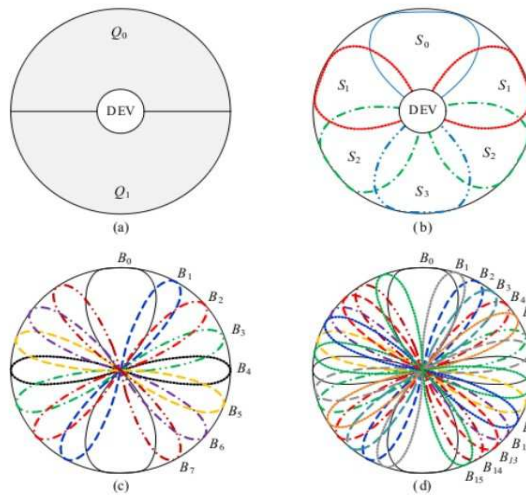


Figure 4.9: Quasi Omni pattern, Sector, beam et high resolution beam tels que décrits dans [20]

L'identification des *beams* est basée sur un système de codage codant les vecteurs de poids à appliquer à l'antenne directive en émission et en réception. L'ensemble des mots du système de code est représenté par une matrice où chaque colonne spécifie les déphasages à effectuer pour orienter l'antenne dans une direction particulière.

Pour une antenne sectorisée (*sectorized antenna* ou *swithed beam antenna array*) avec M secteurs, l'ensemble des mots de code revient à une matrice identité ($M \times M$). Dans le cas d'un réseau d'antennes où le nombre de *beam* K est supérieur ou égal au nombre d'éléments M et où les éléments sont séparés par une distance de $\lambda/2$, avec λ la longueur d'onde à la fréquence ciblée, les composantes de la matrice du code s'obtiennent grâce à l'équation 4.19 où la fonction $\text{fix}()$ retourne la partie entière de son argument.

$$\omega(m, k) = j^{\text{fix} \frac{m \bmod [k + (K/2), K]}{K/4}} \quad (4.18)$$

Dans le modèle de référence du *beamforming* présenté sur la Figure 4.10, le signal à l'entrée du système d'antennes de l'émetteur est multiplié par le vecteur de transmission ω équation 4.20 puis transmis à travers un canal Multiple Input Multiple Output (MIMO) avec H la matrice représentant la réponse du canal entre l'émetteur et le récepteur encore appelée Channel State Information Matrix (CSI) (équation 4.20).

$$H^{1 \rightarrow 2}(n) = \begin{bmatrix} h_{1,1}^{1 \rightarrow 2}(n) & h_{1,2}^{1 \rightarrow 2}(n) & \dots & h_{1,M^{(2,r)}}^{1 \rightarrow 2}(n) \\ h_{2,1}^{1 \rightarrow 2}(n) & h_{2,2}^{1 \rightarrow 2}(n) & \dots & h_{1,M^{(2,r)}}^{1 \rightarrow 2}(n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{M^{(1,t)},1}^{1 \rightarrow 2}(n) & h_{M^{(1,t)},M^{(2,r)}}^{1 \rightarrow 2}(n) & \dots & h_{M^{(1,t)},M^{(2,r)}}^{1 \rightarrow 2}(n) \end{bmatrix} \quad CSI \quad (4.19)$$

A la réception, le récepteur multiplie le signal à l'entrée du système d'antennes par le vecteur de réception c équation 4.21.

$$\omega = [\omega_{(1,0)} \quad \omega_{(1,0)} \quad \dots \quad \omega_{(1,M^{(1,t)}-1)}]^T \quad (4.20)$$

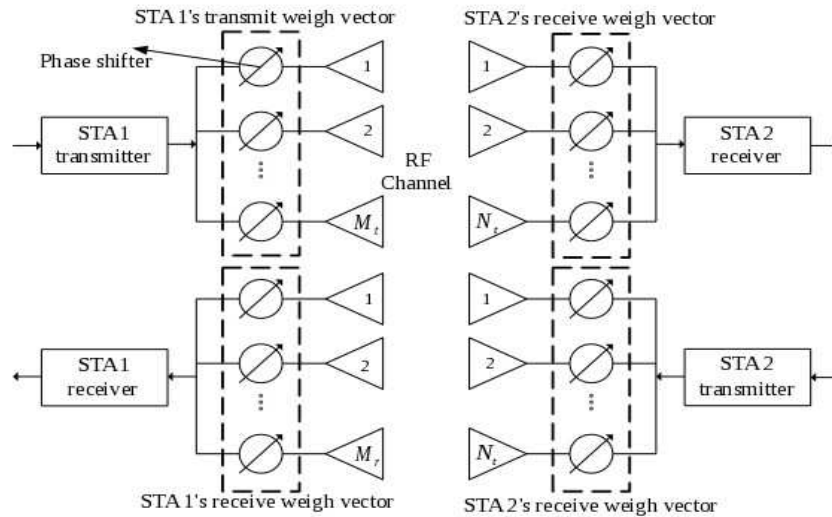


Figure 4.10: Modèle de référence du beamforming tel que décrit dans [20]

$$c_2^T = [c_{(2,0)} \quad c_{(2,0)} \quad \dots \quad c_{(2,M^{(2,r)}-1)}] \quad (4.21)$$

L'équivalent Single Input Single Output (SISO) du canal peut donc être représenté par les équations 4.23 et 4.24 ci dessous.

$$\Gamma^{1 \rightarrow 2}(n) = c_2^H H^{1 \rightarrow 2}(n) \omega_1 \quad (4.22)$$

$$\Gamma^{2 \rightarrow 1}(n) = c_1^H H^{2 \rightarrow 1}(n) \omega_1 \quad (4.23)$$

L'acquisition de la matrice représentant la réponse du canal : CSI, ou la mesure de la qualité du lien entre toutes les paires de *beams* étant coûteuse en temps et surcharge, le standard a défini un protocole.

4.2.1.4 Le protocole de beamforming

Le protocole de *beamforming* utilisant le critère PET, adapté uniquement aux réseaux d'antennes se déroule en deux étapes : la sélection du meilleur secteur (*sector level training*) et la sélection du meilleur beam (*beam level training*). Deux protocoles différents sont utilisés suivant que la configuration du réseau est symétrique ou non. L'algorithme décrit ici correspond au cas symétrique : c'est à dire que le réseau d'antennes de l'émetteur est identique à celui du récepteur.

- Sector Level Training se compose de quatre étapes, durant cette phase l'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur le premier et second secteurs de réception les plus adéquats (voir Figure 4.11).

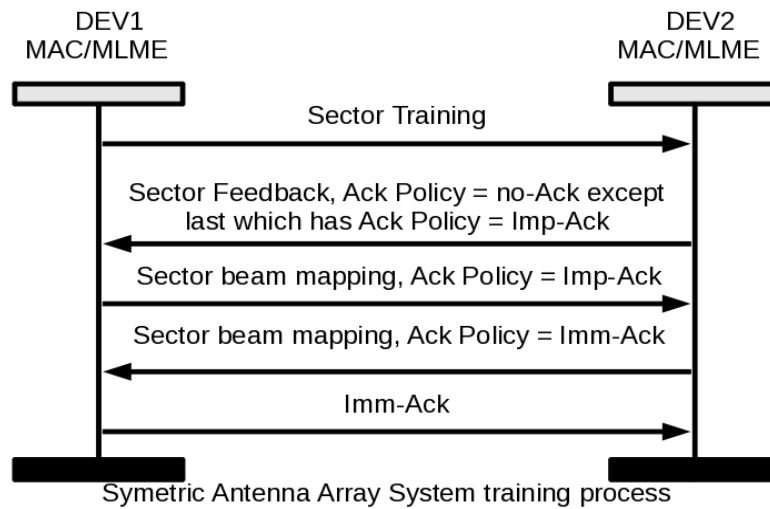


Figure 4.11: Étapes du Sector Level Training telles que décrites dans [20]

La première et deuxième étapes de cette phase consiste à l'échange de séquences de training entre l'émetteur et le récepteur. La troisième et quatrième étapes de cette phase consiste à échanger les informations de *mapping*. Les trames de *mapping* contiennent l'index des deux meilleurs *beams* ainsi que la valeur du SINR correspondant.

- Beam Level Training : durant cette phase l'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur le premier et le second *beam* de réception les plus adéquats (voir Figure 4.12). Les différentes étapes de cette phase sont similaires au précédent.

A ces deux étapes peut s'ajouter optionnellement une phase de *tracking* : *high resolution*

(HRS) *tracking* visant à prendre en compte les changements affectant le canal de communication. Le *HRS tracking* s'effectue de manière périodique. Il est basé sur la définition de *beams* groupés (*cluster*). Il s'agit essentiellement de choisir parmi les éléments du groupe retenu le *beam* qui offre la meilleure qualité de lien.

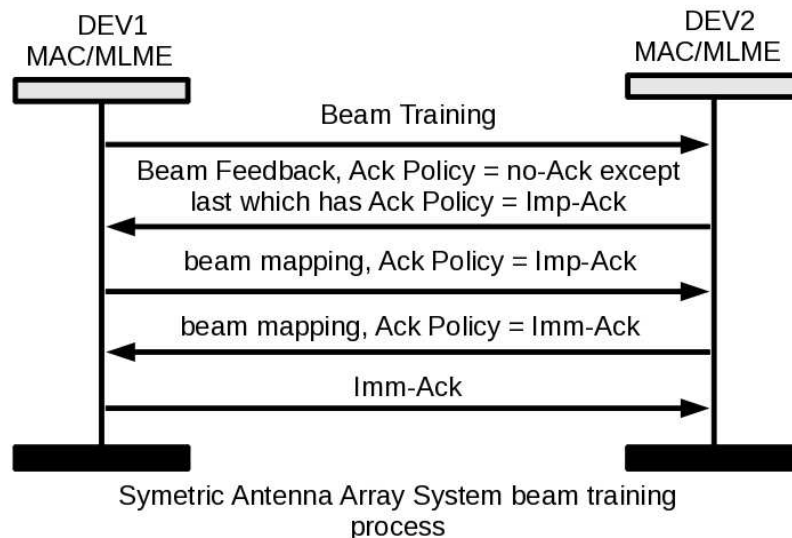


Figure 4.12: Étapes du Beam Level Training telles que décrites dans [20]

Suivant la partie de la *super-trame* où démarre le protocole, on distingue les deux protocoles de *beamforming* suivants:

- On-demand beamforming : il se déroule entre deux nœuds (tous différents du PNC) et s'effectue dans un CTA alloué à cet effet.
- Pro-active beamforming : il s'effectue entre un nœud et le PNC et est initié par le PNC. La première phase du *beamforming* (*Sector Level Training*) dans ce cas se déroule dans la trame balise (*Beacon*).

4.2.1.5 Mécanismes supports du haut débit

L'agrégation

Le standard 802.15.3c définit deux mécanismes d'agréations :

- L'agrégation standard (Standard aggregation) (Figure 4.13) : dans ce mécanisme, l'agrégation se fait en dessous de la MAC, juste avant le point d'accès de la PHY. L'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur une taille fixe de MSDUs qui comprend plusieurs paquets. La transmission n'est effectuée que lorsque le nombre de paquets agrégés atteint la taille négociée. Le récepteur répond par un acquittement par bloc : *block-acknowledgement*. Cette technique peut être utilisée dans le CAP ou le CTAP. Le nombre maximum de MSDUs agrégés dans ce type d'agrégation ne doit pas excéder 8. La désagrégation suit le processus inverse au niveau du récepteur.

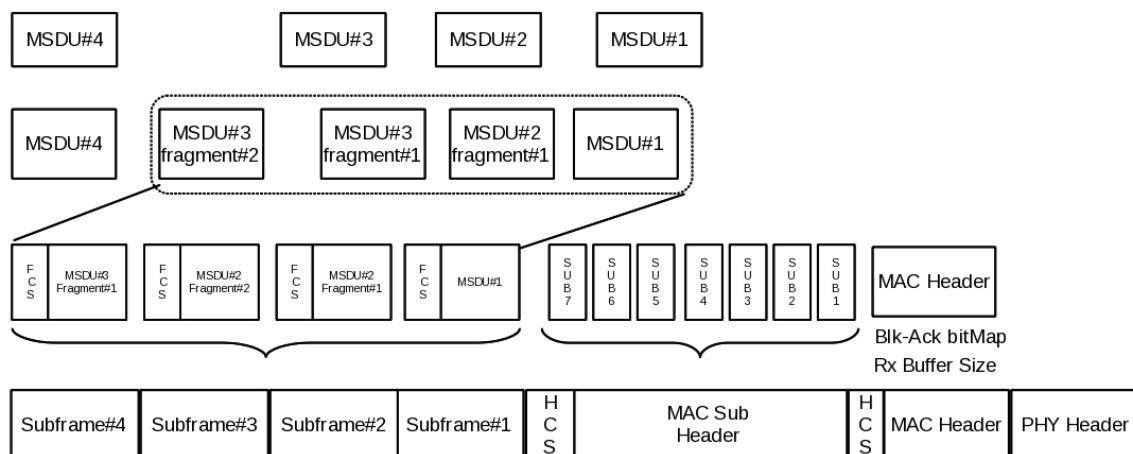


Figure 4.13: Agrégation standard telle que décrite dans [20]

- L'agrégation faible latence (low latency aggregation) : dans cette technique, l'agrégation se fait au niveau du Frame Convergence Sub Layer (FCSL). Elle doit se dérouler dans un CTA réservé à cet effet et pour une durée fixe. Le nombre maximum de MSDUs agrégés ne doit pas excéder 256.

Acquittement et retransmission

Le standard 802.15.3c définit quatre types pour le champ *ackPolicy* (politique d'acquittement) d'un MSDU. Chacun de ces types correspond à un mécanisme d'acquittement particulier :

- No-Ack : une trame dont le champs *AckPolicy* est fixé à *no_ack* ne doit pas être acquittée par le récepteur. Trame de type *broadcast* par exemple.
- Imm-Ack : une trame dont le champs *AckPolicy* est fixé à *imm_ack* est directement acquittée par son récepteur si elle est bien reçue.
- Delay-Ack : elle est utilisée pour la transmission de trafic isochrone envoyé en mode *burst*. L'émetteur est autorisé à envoyer plusieurs MSDUs séparés par un MIFS avant que le récepteur procède à l'acquittement.
- Block-Ack : est utilisée lors d'une agrégation standard ou à faible latence. Les MSDUs bien reçus sont acquittés par le récepteur une fois la transmission terminée.

4.2.2 Le standard 802.11ad

Le standard 802.11ad, qui entre dans le cadre des WLANs très hauts débits, définit une couche physique, un protocole d'accès au médium ainsi qu'un protocole de *beamforming* spécifiques à la bande 57-66 GHz [21]. L'architecture générale de ce standard est présentée sur la Figure 4.14. Sur cette figure on retrouve à gauche la structure classique des WLANs de type 802.11 sur la bande ISM et UNII. La méthode d'accès de base est DCF (CSMA/CA) au dessus duquel on retrouve les mécanismes définis pour la prise en compte de la QoS. A droite, nous avons la nouvelle structure de la

MAC pour la bande 57-66GHz.

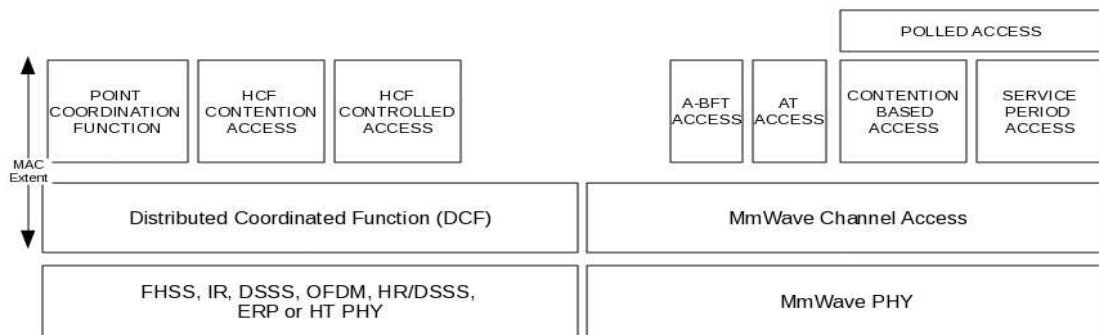


Figure 4.14: Architecture de la couche MAC-PHY 802.11ad telle que décrite dans [21]

Ce standard utilise une structure de *super-trame* présentée sur la Figure 4.15. La *super-trame* se compose des parties suivantes :

- Beacon Time (BT) : représente la partie de la *super-trame* où le *beacon* est transmis. Le temps qui s'écoule entre la transmission de deux balises successives est le *Beacon Interval* (BI). Seul le coordinateur Personal basic service set Coordination Point (PCP) est autorisé à émettre des trames balises.
- Association and BeamForming Training (A-BFT) : représente la partie de la *super-trame* où s'effectue le *beamforming*.
- Contention Period Based Access 1 (CPB1) : représente la première période d'accès avec contention de la *super-trame*.
- Announcement Time (AT) : dans cette partie, le PCP transmet les trames de commandes et de gestions. Ces trames peuvent également être transmises par un autre nœud du réseau à condition d'y être autorisé.
- Service Period (SP) : dans cette partie, le PCP attribue le support aux nœuds du réseau grâce à un mécanisme de Polling ou par un accès garantie de tranches définies dans la trame balise.
- Data Transfer Time (DTT) : représente la partie de la *super-trame* où l'échange des données tient lieu entre les différentes stations. Cette partie se compose d'un ou plusieurs Contention Period Based Access (CPB) et d'un ou plusieurs Service Period (SP). Dans les CPBs, la méthode d'accès est le CSMA/CA tandis que les SP sont des tranches de temps garanties à une station particulière.

La structure de la *super-trame* est définie dans la trame balise. Les informations spécifiant l'allocation de la partie DTT sont contenues dans les éléments d'extension du *beacon* (Information Element).

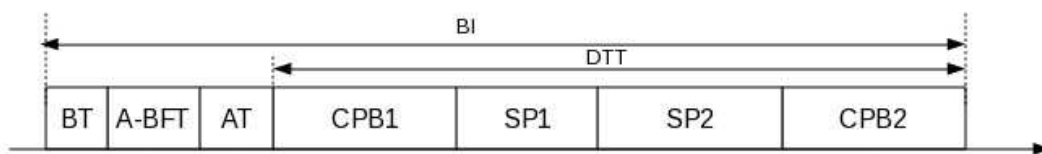


Figure 4.15: Super Trame du 802.11ad telle que décrite dans [21]

4.2.2.1 La couche physique

Le standard 802.11ad définit trois types de PHY : le premier est basé sur l'OFDM et offre jusqu'à 6.7 Gbps, le second est de type SC et offre jusqu'à 4.62 Gbps. Le troisième Low Power SC est adapté aux terminaux ne disposant pas d'une capacité de traitement importante.

Spécifications:

Le découpage des canaux est identique à celui du 802.15.3c (Tableau 4.1). La réglementation de la puissance de transmission suivant différentes régions est présentée dans le Tableau 4.3.

Tableau 4.3: Réglementation de la puissance de transmission suivant les régions

Region.	Regulatory Class.	Channel starting frequency (GHz).	Channel spacing (MHz).	Channel set.	Transmit power limit (dBm).	Transmit power limit (EIRP).	Emissions limits set Behavior.	Limits set
USA	34	57.24	2160	1, 2, 3	---	40dBm Average 43dBm Peak	0	0
Europe	13	59.4	2160	2, 3, 4	---	57 dBm	0	0
Japan	58	59.4	2160	2, 3, 4	---	57 dBm	0	0
Australia	59	59.4	2160	2	---	57 dBm	0	0

4.2.2.2 Le protocole de beamforming

Le protocole de *beamforming* est basé sur l'échange de trames de type Sector Sweep (SS). Il se déroule en deux étapes (Figure 4.16) :

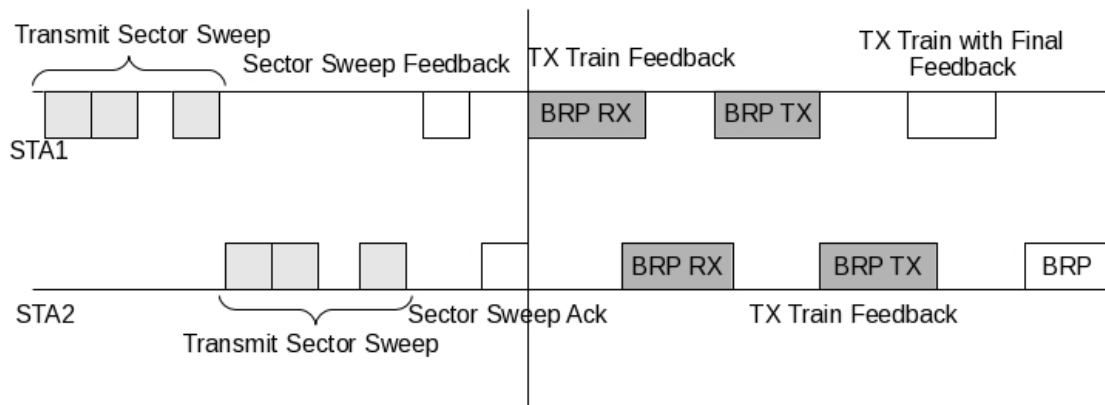


Figure 4.16: Protocole de training dans le 802.11ad telle que décrite dans [21]

- Un balayage des secteur ou Sector Level Sweep (SLS) : durant cette étape, l'initiateur et le récepteur s'échangent des trames de training dans le but de choisir leur meilleur secteur de transmission.
- Un affinement dans le secteur choisi ou Beam Refinement Phase (BRP) : durant cette étape, l'initiateur et le récepteur choisissent leur meilleur *beam* dans le secteur choisi pendant la phase précédente.

A la différence du standard 802.15.3c, le *beamforming* peut se dérouler dans toute les parties de la *super-trame* : BT, ABFT, SP, il peut même être initié durant une opération de transmission : TXOP pour Transmission Operation.

4.2.2.3 Mécanismes support du haut débit

Le standard 802.11ad hérite des deux mécanismes d'agrégation définis dans le standard 802.11n [6] qui lui même définit les deux techniques suivantes :

- Aggregated Mac Service Data Unit A-MSDU : dans ce type d'agrégation, l'émetteur combine plusieurs MSDUs destinés au même destinataire en un seul paquet en utilisant la même *en-tête* MAC Figure 4.17.
- Aggregated Mac Protocol Data Unit A-MPDU : dans ce type d'agrégation, plusieurs trames destinées au même destinataire sont envoyés sans interruption. Chaque paquet étant encapsulé dans sa propre *en-tête* MAC et CRC Figure 4.18.

A la réception d'une trame contenant des paquets agrégés, le destinataire envoie un acquittement de type *block-acknowledgement*. L'envoi de paquets agrégés est précédé d'un accord préalable entre l'émetteur et le récepteur. Pour cela l'émetteur envoie une requête Block Ack Request (BAR), l'agrégation n'est permise que si le récepteur acquitte positivement cette requête.

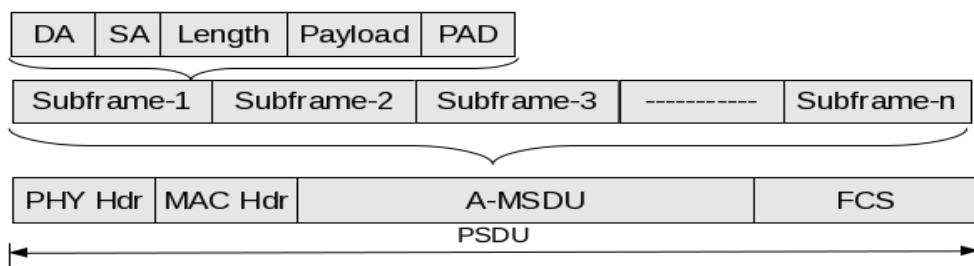


Figure 4.17: Agrégation de type A-MSDU telle que décrite dans [6]

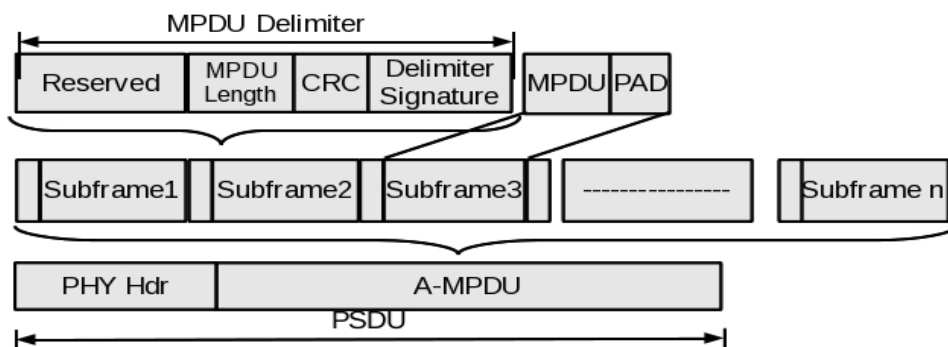


Figure 4.18: Agrégation de type A-MPDU telle que décrite dans [6]

4.2.3 La spécification WirelessHD

La spécification WirelessHD définit un protocole de communication sans fil pour la mise en place de WVANS pouvant assurer la transmission de la vidéo haute définition [23]. Elle décrit les couches MAC et PHY ainsi qu'un protocole de *beamforming*.

4.2.3.1 Le protocole d'accès au support

L'accès au support se fait en TDMA ou en Preamble Sense Multiple Access (PSMA) sous la supervision d'un coordinateur. Le coordinateur transmet une trame balise au début de chaque *super-frame*. La trame balise contient la description de la structure de la *super-frame* courante. Cette structure comprend une partie d'accès avec contention : Random Access Time Block (RATB) et une partie réservée : Reserved Channel Time Block (CTB) (Figure 4.19). La règle d'accès dans la première partie est le TDMA tandis que la deuxième partie est utilisée en PSMA.

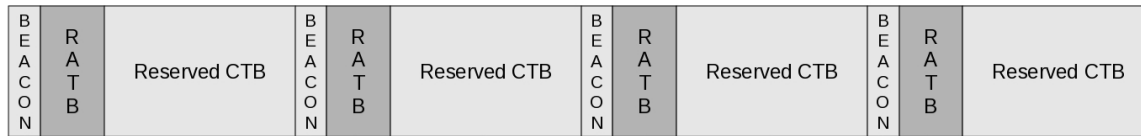


Figure 4.19: Structure de la super-trame de la spécification WirelessHD telle que décrite dans [23]

4.2.3.2 La couche physique:

La couche physique comporte deux modes de fonctionnement :

- High Rate Protocol (HRP) : il est basé sur la technique de modulation OFDM avec les modulations QPSK et QAM pour les sous porteuses. Il offre des débits supérieurs à 3 Gbps. L'allocation des fréquences dans ce mode est présentée dans le Tableau 4.4.

Tableau 4.4: Allocation des fréquences dans le HRP

Channel index	Start frequency	Center frequency	Stop frequency
1	57.240 GHz	58.320 GHz	59.400 GHz
2	59.400 GHz	60.480 GHz	61.560 GHz
3	62.560 GHz	62.640 GHz	63.720 GHz
4	63.720 GHz	64.800 GHz	65.880 GHz

- Low Rate Protocol (LRP) : il est également basé sur la technique OFDM, mais cette fois avec une modulation BPSK pour les sous porteuses donc un débit moins important. L'allocation des fréquences dans ce mode est résumée dans le Tableau 4.5.

Tableau 4.5: Allocation des fréquences dans le LRP

LRP channel index	Start frequency	Center frequency	Stop frequency
1	$f_{c(\text{HRP})} - 207.625 \text{ MHz}$	$f_{c(\text{HRP})} - 158.625 \text{ MHz}$	$f_{c(\text{HRP})} - 109.625 \text{ MHz}$
2	$f_{c(\text{HRP})} - 49 \text{ MHz}$	$f_{c(\text{HRP})}$	$f_{c(\text{HRP})} + 49 \text{ MHz}$
3	$f_{c(\text{HRP})} + 109.625 \text{ MHz}$	$f_{c(\text{HRP})} + 158.625 \text{ MHz}$	$f_{c(\text{HRP})} + 207.625 \text{ MHz}$

4.2.3.3 Le beamforming

La spécification WirelessHD comporte deux techniques de *beamforming* bien distinctes:

- Le *beamforming* avec *feedback* explicite : il se décompose en deux phases, une première phase de sélection de *beam*, qui se passe pendant une période dédiée et une deuxième phase de *tracking*, qui vise à améliorer la qualité du lien quand elle se détériore (Figure 4.20). La phase de sélection consiste à estimer le vecteur de poids à appliquer aux déphaseurs du réseau d'antennes pour optimiser la qualité de la réception. Ce vecteur est obtenu en pratique en utilisant un algorithme récursif ou une inversion de matrice.

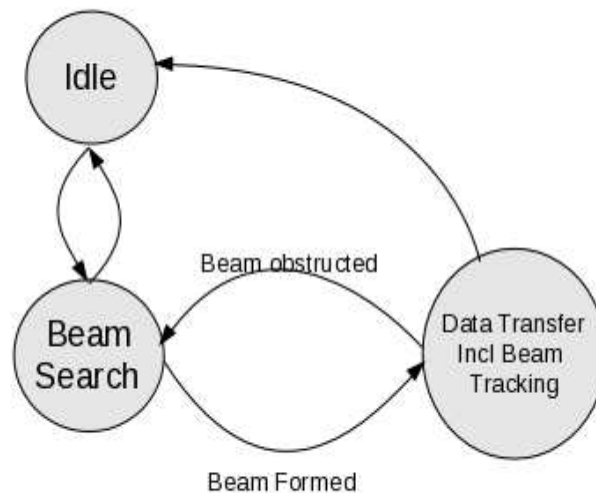


Figure 4.20: Illustration de la technique de beam-forming adaptatif telle que décrite dans [23]

- Le *beamforming* avec feedback implicite: dans cette technique on utilise un manuel de code déjà prédéfini (*codebook*). Le diagramme de transition correspondant à ce type de *beamforming* est illustré sur la Figure 4.21.

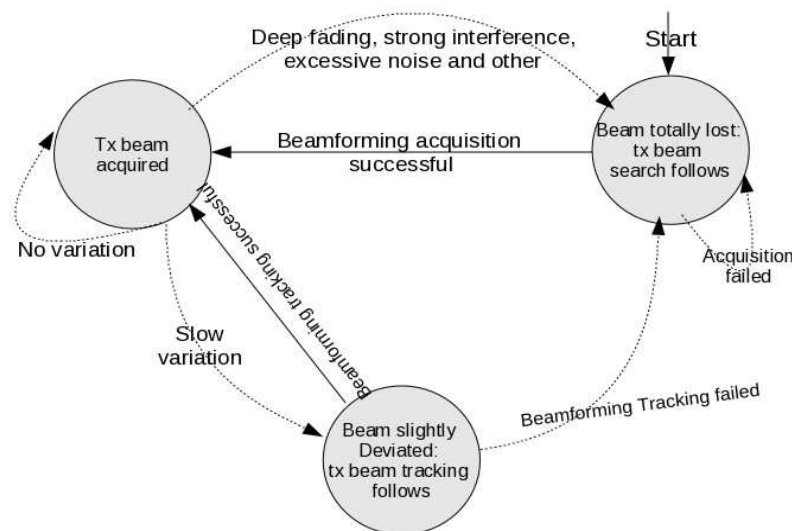


Figure 4.21: Illustration de la technique de beamforming avec feedback implicite telle que décrite dans [23]

4.2.3.4 Mécanismes support du haut débit

La spécification WirelessHD prend en compte l'agrégation de paquets au niveau de la structure générale des trames construites au niveau de la MAC Figure 4.22.

Plusieurs paquets sont regroupés au sein d'un même MPDUs avec une *en-tête* MAC commune. Chaque sous paquet est encapsulé dans une *en-tête* et un code de contrôle PCS.

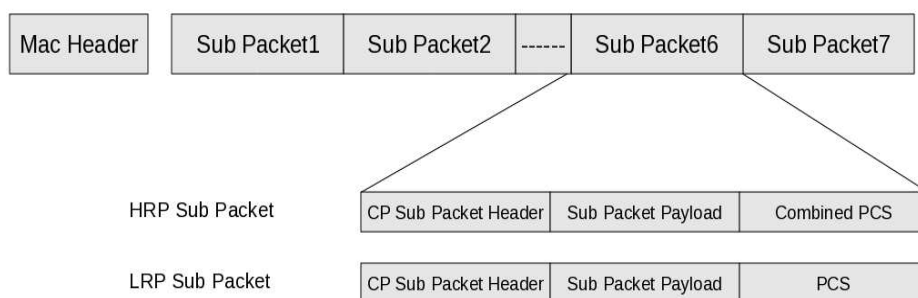


Figure 4.22: Format général d'un paquet dans la spécification WirelessHD tel que décrite dans [23]

4.2.4 Le standard ECMA 387

ECMA 387 définit une plate forme radio commune PHY et MAC complètement décentralisée ainsi qu'un protocole de *beamforming* pour les transmissions sans fil très hauts débits dans la bande 57-66 GHz [22].

4.2.4.1 Le protocole d'accès au médium

L'accès au médium est basé sur une structure de *super-trame* composée de petites tranches : Medium Access Slot (MAS) de 256 μ s (Figure 4.23).

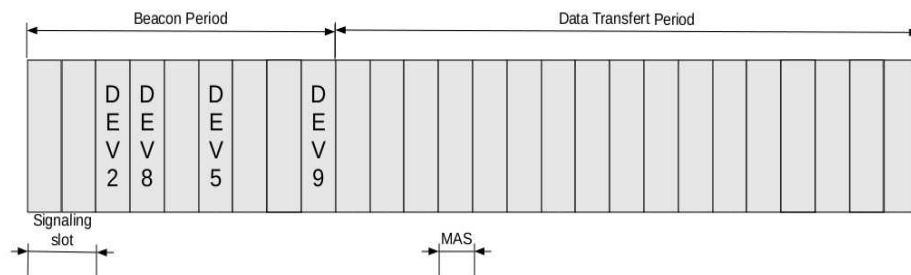


Figure 4.23: Structure de la *super-trame* dans le standard ECMA 387 telle que décrite dans [22]

La *super-trame* se compose de deux parties : une première partie Beacon Period (BP) où les trames balises sont transmises et une deuxième partie réservée au transfert des données. L'état d'allocation de la *super-trame* est défini par une matrice de réservation (voir Figure 4.24).

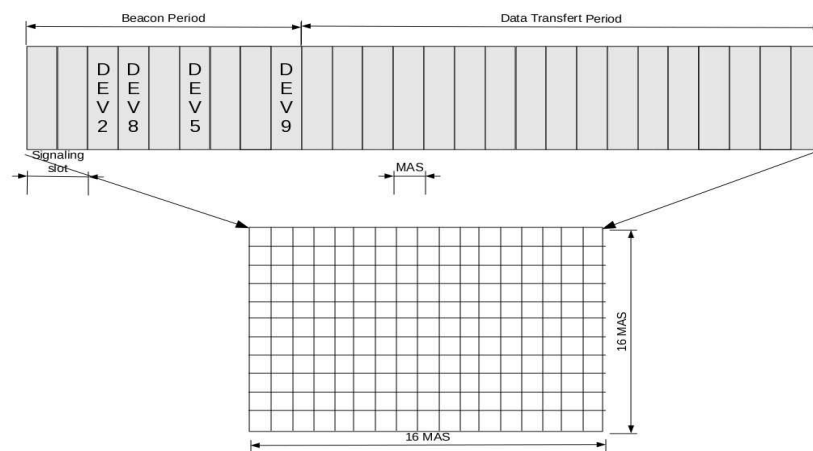


Figure 4.24: Structure de la matrice de réservation tel que décrite dans [22]

Chaque station transmet une balise durant le BP, la balise contient les informations suivantes :

- Une adresse identifiant son émetteur.
- Une *en-tête* contenant la réservation de MAS propre à l'émetteur.
- Un Beacon Period Occupancy Information Element (BPOIE) contenant la taille du BP et l'état d'occupation de la *super-trame* tel que perçu par l'émetteur.

Le standard ECMA 387 définit deux protocoles d'accès au support :

3. Distributed Reservation Protocol (DRP) : qui est basé sur une technique de réservation matricielle permettant à chaque station d'émettre et de recevoir l'état d'occupation de la *super-trame*. Grâce à ce protocole une station peut réserver un ou plusieurs MAS. Deux types de réservations sont possibles.
 1. Soft Reservation : un MAS réservé à l'aide de ce protocole peut être utilisé par une autre station s'il n'est pas utilisé par son propriétaire.
 2. Hard Reservation : le MAS réservé à l'aide de ce protocole ne peut être utilisé que par son propriétaire.
4. Priority based Channel Access (PCA) : est basé sur le CSMA/CA. Il est utilisé pour les MAS non alloués. Une priorité d'accès est définie suivant la classe du trafic conformément à la QoS définie dans la norme 802.1p[36].

4.2.4.2 La couche physique

La couche PHY définit deux types de fonctionnement suivant les caractéristiques de la station : un type SC et un type OFDM, le deuxième est optionnel. Le canal de transmission des données est séparé du canal de découverte (BAND_ID 3). Les débits maximum offerts par les stations de type A et B sont respectivement de 6.35Gbps et 3.175 Gbps. Un mécanisme de bonding des canaux permet de multiplier le débit par un facteur de 2, 3 ou 4. L'allocation de la bande ainsi que les différentes possibilités de bonding sont présentées sur le Tableau 4.6.

Tableau 4.6: Allocation de la bande

BAND_ID	(nb) Bonding Channel	Lower Frequency (GHz)	Centre Frequency (GHz)	Upper Frequency (GHz)
1	No	57.240	58.320	59.400
2	No	59.400	60.480	61.560
3	No	61.560	62.640	63.720
4	No	63.720	64.800	65.880
5	Yes (1 & 2)	57.240	59.400	61.560
6	Yes (2 & 3)	59.400	61.560	63.720
7	Yes (3 & 4)	61.560	63.720	65.880
8	Yes (1, 2, & 3)	57.240	60.480	63.720
9	Yes (2, 3, & 4)	59.400	62.640	65.880
10	Yes (1, 2, 3, & 4)	57.240	61.560	65.880

4.2.4.3 Le protocole de beamforming

Le standard ECMA 387 définit deux types de protocoles de *beamforming* suivant la présence ou non de la phase de *feedback*. Cette présence est spécifiée dans les paramètres de configuration des trames Request To Train/Clear To Train (RTT/CTT). Les deux protocoles de *beamforming* définis sont :

4. Closed-loop *beamforming* : dans ce protocole, le vecteur de poids utilisé pour les transmissions directives est obtenu après une phase de *feedback* de l'émetteur. Cette phase est appelée Transmit Antenna Training, elle correspond au choix du secteur d'émission pour l'émetteur
5. Open-loop *beamforming* : dans ce protocole, le même vecteur de poids est utilisé pour l'émission et la réception. Ce vecteur est obtenu durant la première phase du *beamforming*, également appelée Receiving Antenna Training, il est échangé puis partagé avec l'initiateur. Elle correspond au choix du secteur d'émission pour le récepteur.

La Figure 4.25 illustre un échange de trames de training. Le champs Duration spécifié dans chaque trame permet aux autres nœuds du réseau de fixer un NAV, afin d'éliminer tout risque de collision pendant l'échange.

Les vecteurs de poids de training sont obtenus par l'utilisation de la matrice de Hadamard $H(K)$, avec K le nombre de séquences de training utilisés. Les éléments de cette matrice ne peuvent prendre que des valeurs $\{1, -1, j, -j\}$ soit $\{0^\circ, 90^\circ, 180^\circ \text{ et } 270^\circ\}$. La matrice H doit satisfaire la propriété présentée dans l'équation 4.25.

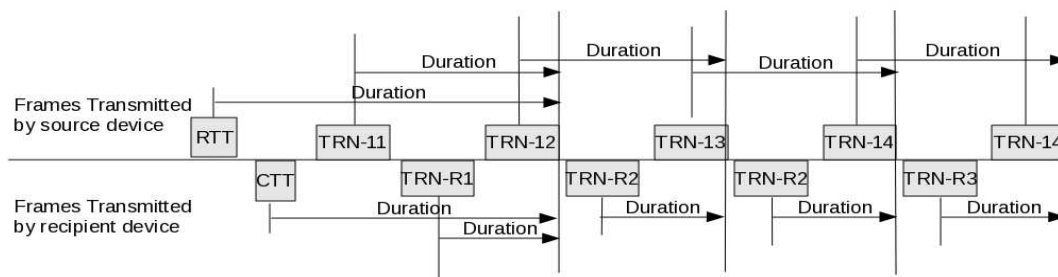


Figure 4.25: Échange de trames de training tel que décrite dans [22].

$$H(K)H(K)^T = KI_k \quad K = H(K)^T H(K) \quad (4.24)$$

Dans l'équation 4.25 T représente l'opérateur de transposition et I_k représente une matrice identité d'ordre K .

Dans la phase de *feedback*, utilisée dans le mode *closed-loop beamforming*, trois formes de *feedback* sont possibles : l'index de la meilleure séquence, l'index du meilleur mot de code ou les valeurs codifiées des éléments a_i et d_i du meilleur mot de code.

Le *beamforming* peut également comporter une phase de *tracking* basée sur l'utilisation d'une matrice de *tracking* de taille (N,3). La matrice de *tracking* est déterminée à partir du vecteur de poids courant.

4.2.4.4 Mécanismes support du haut débit

Le standard ECMA 387 définit un mécanisme de transmission de trames constituées de paquets groupés qui est constitué d'une *en-tête* et d'une charge utile de paquet de taille variable (voir Figure 4.26).

Octet: 2	2	2	2	2 + 4 N
Frame Control	Dest Addr	Src Addr	Access Info	Aggregation header

Figure 4.26: structure de l'agrégation dans le standard ECMA telle que décrite dans [22]

L'en-tête du MSDU et la structure du MSDU contenant les paquets agrégés sont présentées respectivement sur la Figure 4.27 et la Figure 4.28. La taille de l'*en-tête* MAC est de $10 + 4N$. Des octets de *padding* dont la taille varie de 0 à 3 octets sont rajoutés à chaque MSDU pour étendre sa taille à un multiple de 4 octets.

Octet: 2	2	2	-----	2	2
MSDU Count	Sequence Control of MSDU1	Length of MSDU1	-----	Sequence Control Of MSDUN	Length Of MSDUN

Figure 4.27: En tête de l'agrégation telle que décrite dans [22]

Octet: M1	4	0-3	-----	0-3	Mn	4
MSDU1	FCS of MSDU1	Pad to 4 octets boundary	-----	Pad to 4 octets boundary	Sequence Control of MSDUN	FCS of MSDUN

Figure 4.28: MSDU agrégé dans le standard ECMA 387 tel que décrit dans [22]

4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents standards définis ou en cours de définition, pour la transmission sans fil très haut débit, dans la bande 57-66 GHz. Les caractéristiques les plus pertinentes de ces standards sont présentées dans le Tableau 4.7.

Tableau 4.7: Résumé du contexte réglementaire

	PHY	MAC	Beamforming	Agrégation
802.15.3c	SC + OFDM	Centralisée Tdma + Cdma	Codebook	Low latency ¹ /Standard aggregation ²
802.11ad	SC + OFDM	Centralisé Polling + Tdma + Cdma	Codebook	A-MSDU/A-MPDU aggregation ³
ECMA387	SC + OFDM	Multicanal Distribuée Tdma + Cdma	Codebook	MaxFrameNum = 28/ MaxFrameBodyLength = 65535 octets
WiHD	OFDM	Centralisé Pdma + Tdma	Adaptatif + Manuel de code	MaxSubPacketNum = 7/ MaxFrameLength = 65535 octets

1-MaxSubframeNum = 8/ MaxSubframeSize = 1047575 octets.

2-MaxSubframeNum = 256/ MaxSubframeSize = 256 octets

3-A-MPDU Length = 65535 / A-MSDU Length = 3839 ou 7935 octets

Le standard WirelessHD, très spécifique par rapport aux applications ciblées par nos activités de recherche (transmission de la vidéo HD), ne spécifie que la technique OFDM au niveau de la PHY. En effet, l'OFDM, quoique très résistante aux multi trajets, reste très sensible à l'effet Doppler et requiert une synchronisation très précise entre l'émetteur et le récepteur. L'effet Doppler se produit lorsque l'émetteur ou le récepteur est en mouvement.

Le standard ECMA 387, bien que spécifiant la technique SC au niveau de la PHY souffre d'une importante complexité au niveau de la MAC. Une complexité qui est due à l'utilisation d'un canal d'association séparé du canal de transmission des données et à un mode fonctionnement décentralisé. Bien que très flexible, ce type de MAC n'est pas évident d'un point de vue implémentation.

Quand aux deux standards IEEE, le 802.15.3c et le 802.11ad, ils représentent un bon compromis entre l'efficacité en termes de débit et la consommation d'énergie. Dans la suite nous nous intéressons plus particulièrement à ces derniers et plus spécialement au 802.15.3c car le 802.11ad n'était pas encore complet au début de ces travaux.

4.4 Bibliographie

- [1] F. Communications Commission, *UNDERSTANDING THE FCC REGULATIONS FOR LOW-POWER, NON-LICENSED TRANSMITTERS*, 1996.
- [2] P.S. Henry, "WiFi: what's next?," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, Dec. 2002, pp. 66-72.

- [3] IEEE Computer Society, *Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements — Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, 2003.
- [4] IEEE Computer Society, *Supplement to IEEE Standard for Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements — Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, 1999.
- [5] IEEE Computer Society, *IEEE Standard for Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specification*, 2005.
- [6] IEEE Computer Society, "IEEE 802.11n-2009—Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput.," 2009.
- [7] IEEE Computer Society, *IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems- Local and metropolitan area networks- Specific requirements Part 15.1 Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks*, 2002.
- [8] IEEE Computer Society, *Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements — Part 15.3 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks*, 2003.
- [9] IEEE Computer Society, *IEEE standards for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems- Local and metropolitan area networks- Specific requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks*, 2003.
- [10] FCC 02-48, *Federal Communications Commission FCC 02-48*, 2002.
- [11] IEEE Computer Society, *IEEE Std 802.15.4a™-2007, IEEE Standard for Information Technology—Telecommunications and Information Exchange Between Systems—LANs and MANs—Specific Requirements—Part 15.4: Wireless MAC and PHY Specifications for LR-WPANs—Amendment 1: Add Alternate PHYs*, 2007.
- [12] J. Henaut, D. Dragomirescu, and R. Plana, "FPGA Based High Data Rate Radio Interfaces for Aerospace Wireless Sensor Systems," *2009 Fourth International Conference on Systems*, IEEE, 2009, pp. 173-178.
- [13] The Wimedia Alliance, "MULTI BAND OFDM," 2009.
- [14] N. Guo, R.C. Qiu, S.S. Mo, and K. Takahashi, "60-GHz Millimeter-Wave Radio: Principle, Technology, and New Results," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, 2007, pp. 1-9.
- [15] R. C. Daniels, J. N. Murdock, T. S. Rappaport, R. W. Heath, "60 GHz Wireless: Up Close and Personal," *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 11, No. 7, December 2010,

pp.44-50.

- [16] R. Daniels, "60 GHz Wireless Communications: Emerging Requirements and Design Recommendations," *Vehicular Technology Magazine*, 2007, pp. 41-50.
- [17] C.E. Shannon, "Communication In The Presence Of Noise," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, Feb. 1998, pp. 447-457.
- [18] S.L. Lianne Caetano, *Benefits of 60 GHz Right Frequency, Right Time, Right Frequency*, 2005.
- [19] H.T. Friis, "Introduction to radio and radio antennas," *IEEE Spectrum*, vol. 8, Apr. 1971, pp. 55-61.
- [20] F. Giannetti, M. Luise, and R. Reggiannini, "Mobile and Personal Communications in the 60 GHz Band : A Survey," *Wireless Personal Communications*, 1999, pp. 207-243.
- [21] IEEE Computer Society, *IEEE Standards 802.15.3c, Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, 2009.
- [22] H. Kyu and C. Cordeiro, "Wireless LANs PHY / MAC Complete Proposal Specification," 2010.
- [23] ECMA International Standard ecma-387 "High Rate 60 GHz PHY, MAC and PALs," Dec. 2010.
- [24] Wireless HD Consortium, "WirelessHD Specification Overview," Aug. 2009.
- [25] L. Caetano, "60 GHz Architecture for Wireless Video Display," Technical Report, SiBEAM 2006.
- [26] C. Cordeiro, "Evaluation of Medium Access Technologies for Next Generation Millimeter-Wave WLAN and WPAN," *2009 IEEE International Conference on Communications Workshops*, Jun. 2009, pp. 1-5.
- [27] J. Henaut, A. Lecoindre, D. Dragomirescu, and R. Plana, "Radio Interface for High Data Rate Wireless Sensor Networks," *International Conference on Computing, Communications and Control Technologies, Orlando*, 2010.
- [28] M. Debbah, *OFDM*, Artech House, Inc. Norwood, MA, USA, 2000.
- [29] T. Paul and T. Ogunfrunmiri, "Wireless LAN Comes of Age: Understanding the IEEE 802.11n Amendment," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 8, 2008, pp. 28-54.
- [30] Texas Instruments, "WLAN channel bonding: Causing greater problems than it solves," *Technical White Paper*, 2004.
- [31] D. Skordoulis, a P. Stephens, and a Jamalipour, "IEEE 802.11n MAC frame aggregation mechanisms for next-generation high-throughput WLANs," *IEEE Wireless Communications*, vol. 15, Feb. 2008, pp. 40-47.
- [32] S. Bellofiore, J. Foutz, R. Govindarajula, I. Bahceci, C. a Balanis, a S. Spanias, J.M. Capone, and T.M. Duman, "Smart antenna system analysis, integration and performance for mobile ad-hoc networks (MANETs)," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, May. 2002, pp. 571-581.

- [33] J. Wallis, "On Hadamard matrices," *Journal of Combinatorial Theory, Series A*, vol. 18, Mar. 1975, pp. 149-164.
- [34] T. Cesear and R. Uribe, "Exploration of least-squares solutions of linear systems of equations with fixed-point arithmetic hardware," *Software Defined Radio Technical Conference, (SDR'05)*, 2005.
- [35] J.B. Lawrie, U. Ub, and I.D. Abrahams, "A brief historical perspective of the Wiener-Hopf technique Norbert Wiener and Eberhard Hopf The Wiener-Hopf technique," *Technology*, pp. 1-16.
- [36] IEEE Computer Society, *IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks- Common specifications Part 3: Media Access Control MAC Bridges*, 1998.

Chapitre 5

Architecture du modèle de simulation pour les réseaux sans fil haut débit

5 Architecture du modèle de simulation pour les réseaux sans fil haut débit

5.1 Introduction

Dans cette partie, nous présentons tout d'abord les modèles développés pour la simulation de Wireless Video Area Networks (WVANS) dans la bande 57-66 GHz puis une évaluation de performances de différentes techniques d'accès au support et protocoles de *beamforming*.

Les modèles mis en œuvre ont été développés à l'aide du simulateur *QualNet* [1] (voir Figure 5.1). Ils modélisent essentiellement les couches PHY et MAC. La modélisation de la couche PHY prend en compte les antennes directives basées sur l'utilisation d'un manuel de code (*codebook beamforming*) et des modulations de type SC. Au niveau de la couche MAC, nous prenons en compte différentes structures de *super-frame* par l'utilisation de différents mécanismes dans les parties d'accès avec contention et sans contention. L'agrégation utilisant les mécanismes *block-ack* et *delay-ack* est également modélisée.

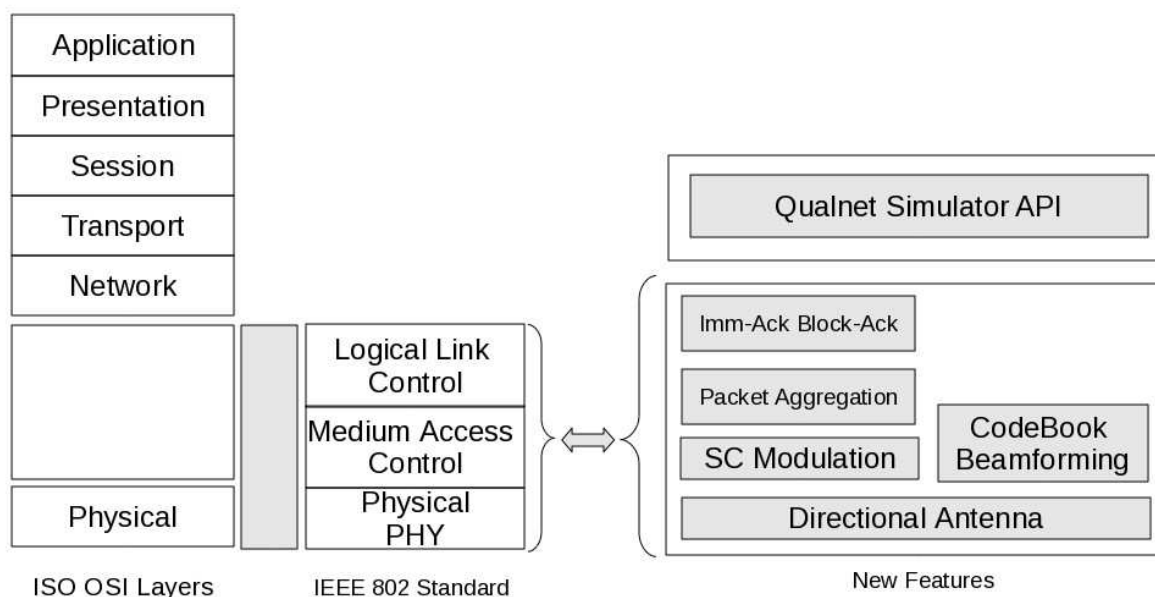


Figure 5.1: Modèle de Simulation

5.2 Problématique

5.2.1 Pourquoi un nouveau modèle ?

Les transmissions dans la bande des 60 GHz sont sujettes à de très fortes atténuations dues à la faible longueur d'onde et l'absorption de l'oxygène. La faible longueur d'onde autorise pourtant l'utilisation de réseaux d'antennes facilement

intégrables sur une petite surface, ce qui constitue un bon moyen de compensation des pertes, grâce à l'utilisation d'algorithmes et/ou de protocoles spécifiques, il est possible d'orienter le faisceau de l'antenne dans une direction particulière pour maximiser son gain. La modélisation des antennes directives a fait l'objet de nombreuses études [2], [3], [4]. Cependant les nouveaux standards destinés à la bande des 60 GHz utilisent un mécanisme différent, adapté au contexte des terminaux disposant de ressources limitées : *le codebook beamforming*. La prise en compte de ce mécanisme nécessite de nouveaux modèles.

Dans la suite, nous présenteront d'abord le simulateur *QualNet* que nous allons utilisé, nous décrivons son modèle d'antennes directives, ses insuffisances et la solution utilisée pour la mise en œuvre d'un modèle correspondant au nouveau mécanisme proposé.

5.2.2 Le simulateur QualNet

QualNet est un simulateur de réseaux de télécommunication basé sur le principe de la simulation à événements discrets. C'est la version commerciale de *GloMoSim*. Il propose de nombreuses bibliothèques modélisant des réseaux filaires et sans fil (voir Figure 5.2).

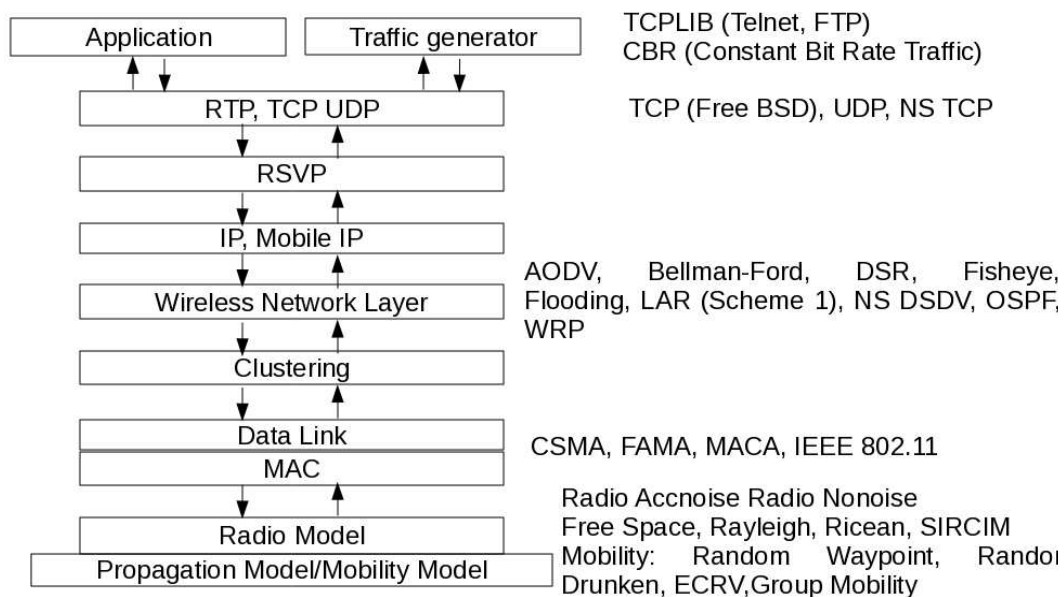


Figure 5.2: QualNet API

5.2.3 Les antennes directives dans QualNet

QualNet propose des modèles d'antennes directives basés sur une technique d'interfaçage par fichier [5]. Ce modèle part de l'hypothèse que l'Angle of Arrival (AoA) et l'Angle of Departure (AoD) sont connus, ce qui correspond bien à un *beamforming* adaptatif où l'on dispose d'une information sur la position des nœuds. La prise en compte des antennes directives dans le simulateur *QualNet* est effectuée comme suit:

- Le diagramme de rayonnement de l'antenne est extrait dans un fichier suivant les formats ASCII 2D, ASCII 3D ou NSMA. Cette extraction peut se faire à l'aide d'un outil de simulation ou par mesure. Le fichier d'interfaçage donne pour chaque direction le gain correspondant qui est essentiellement utilisé lors de la phase de propagation.
- Lors de la propagation, le simulateur détermine en fonction de l'angle d'arrivée, la valeur du gain correspondant. En effet, pour les transmissions directionnelles, la couche PHY possède une interface : *StartTransmittingDirectionnally* qui détermine automatiquement la meilleure configuration, puis transmet le signal suivant l'azimut correspondant à celui-ci. Le processus inverse est effectué à la réception. Plus précisément, en fonction de la direction d'arrivée, la meilleure configuration pour la réception est choisie.

Ce mode de fonctionnement, qui suppose l'existence d'une information sur l'AoA et l'AoD du signal, ne correspond pas au *codebook beamforming*, spécifié dans les réseaux de nouvelles générations, notamment les standards 802.15.3c et 802.11ad ou 802.16. Nous proposons ici un nouveau modèle qui prend en compte cet aspect.

5.3 Modélisation des antennes directives basées sur l'utilisation d'un codebook

La Figure 5.3 illustre le mécanisme utilisé pour la prise en compte d'un *codebook*, conformément aux définitions données dans [6].

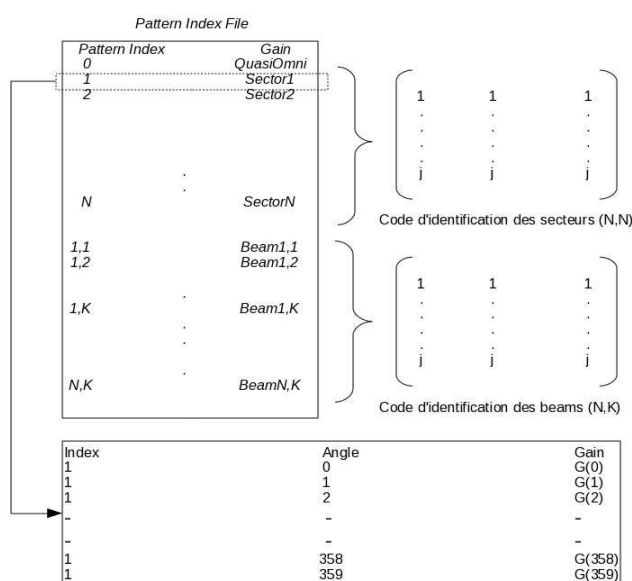


Figure 5.3: Modélisation des antennes directives

A gauche, le fichier *PatternFile* contient les différentes configurations obtenues grâce à l'algorithme de génération du diagramme de rayonnement. L'index 0 représente le diagramme *Quasi Omnidirectionnel*. Les index de 1 à N sont utilisés pour les *secteurs* et les index (1,1) à (N,K) sont utilisés pour les *beams*. Chaque secteur contient K *beams*

numérotés de (i,1) à (i,K) pour le *secteur* i. A droite, la première matrice contient les codes d'identification des *secteurs* et la seconde, les codes d'identification des *beams*. La structure de la description complète d'un *secteur* est donnée sur le tableau situé au bas de la Figure 5.3

5.3.1 Génération du fichier de configuration de l'antenne directive

L'équation 5.1 permet la génération de la matrice de code où chaque colonne représente le code à utiliser pour orienter l'antenne suivant une direction donnée [7]. La fonction *fix()* retourne la valeur entière supérieure la plus proche de son argument. Elle peut être remplacée par la fonction *round()* qui retourne tout simplement l'entier le plus proche de son argument.

$$\omega_{(m,k)} = j^{\text{fix}\left(\frac{m \bmod (k + (K/2), K)}{(K/4)}\right)} \quad (5.1)$$

L'algorithme de génération du fichier de configuration utilise les équations 5.2 et 5.3 afin de calculer le gain de l'antenne directive pour chaque élément du *codebook*.

$$\psi_k(\theta) = \sum_{m=0}^M \omega_{(m,k)} e^{2\pi j m (d/\lambda) \cos(\theta)} \quad (5.2)$$

$$A_g(\theta) = S_g |\psi_k(\theta)|^2 \quad (5.3)$$

$$A_g(\theta)_{dB} = 10 \log(S_g) + 20 \log(|\psi_k(\theta)|) \quad (5.4)$$

$$\text{comme } \psi_k \leq M \text{ alors } A_g(\theta)_{dBMax} = 10 \log(S_g) + 20 \log(M) \quad (5.5)$$

Dans l'équation 5.2 ψ_k est appelé **array factor**. S_g représente le gain omnidirectionnel d'un élément du réseau d'antennes, les éléments du réseau sont supposés identiques. Le gain de l'antenne directive obtenu par l'équation 5.4 peut s'écrire sous une autre forme, donnée dans l'équation 5.5 et où la deuxième partie représente le gain dû à la directivité de l'antenne.

Le réseau d'antennes de référence, illustré sur la Figure 5.4, est constitué de M éléments et M déphaseurs. Les déphaseurs pouvant assurer des déphasages de 0° 90° 180° et 270°. Les mots de code peuvent donc prendre les valeurs {1,J,-1-J} dans le plan complexe. L'utilisation de ce type de code agit uniquement sur la phase du signal mais ne produit aucun effet sur l'ajustement de l'amplitude. Ce qui diminue les performances de l'antenne mais simplifie grandement les terminaux de communication.

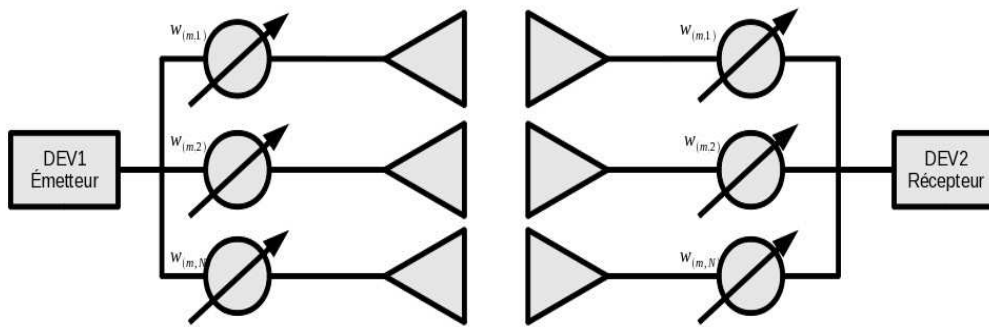


Figure 5.4: Illustration du réseau d'antennes de référence

L'algorithme de génération du fichier de configuration de l'antenne directive prenant en compte l'utilisation d'un *codebook* fonctionne comme suit :

- On génère tout d'abord un diagramme *Quasi-Omnidirectionnel*, la valeur du gain pour chaque angle du diagramme *Quasi-Omnidirectionnel* est copiée dans le fichier de configuration *PatternFile*.
- Les secteurs sont obtenus en générant N diagrammes à partir de N éléments. Les valeurs du gain pour chaque angle de chaque *secteur* sont ensuite copiées dans le fichier *PatternFile*.
- On génère ensuite NK diagrammes à partir de N éléments. Ces diagrammes correspondent aux *beams*. Les valeurs du gain pour chaque angle de chaque *beam* sont ensuite copiées dans le fichier *PatternFile*.
- Les NK diagrammes sont ensuite répartis entre les différents secteurs suivant un algorithme de classification qui attribue à chaque *secteur*, K *beams* suivant sa largeur.

Certains des différents diagrammes générés ci dessus peuvent se recouvrir ou même être identiques [6].

5.3.2 Technique de classification

Les *secteurs* et les *beams* sont caractérisés par leur ouverture Half Power Beam Width (HPBW) et leur angle qui offre le maximum de gain, $\theta_{\max}$. Nous avons identifié trois techniques de classification. Le choix optimal devra permettre d'obtenir un *secteur* représentatif pour chaque sous ensemble de *beams* :

1-Détermination des secteurs puis des *beams* à l'aide de l'équation 5.1, puis classification des *beams* dans les secteurs en fonction de la valeur de $\theta_{\max}$ et du HPBW. Cette technique marche mieux si les vecteurs sont générés à l'aide de la fonction *fix()* du langage C

2-Détermination des vecteurs des *secteurs* et *beams* puis répartition de l'ensemble en K groupes, et ensuite choix de l'élément qui a la plus grande valeur de $\theta_{\max}$, comme secteur représentant ce sous ensemble. Cette technique marche mieux si les vecteurs sont générés à l'aide de la fonction *round()* du langage C.

3-Détermination des vecteurs des *secteurs* et *beams* puis répartition de l'ensemble en K groupes: déterminer ensuite la valeur moyenne de $\theta_{\max}$, dénoter θ_{moy} , puis choisir l'élément qui possède la valeur de $\theta_{\max}$, la plus proche de θ_{moy} , comme secteur représentant ce sous ensemble.

Les *secteurs* et *beams* sont ordonnés de manière à obtenir une correspondance facile entre chaque *secteur* et son sous ensemble de *beams*. L'équation 5.6 permet d'obtenir les index des *beams* d'un *secteur* particulier, dans le cas d'une génération avec la première technique, avec un réseau de 4 éléments possédant quatre *secteurs* et quatre *beams* par *secteur*.

$$beam_{index} = 4 * sector_{index} + beam_{ld} \quad 1 \leq beam_{ld} \leq 4 \quad (5.6)$$

La Figure 5.5 représente quatre *beams* produits par un réseau de quatre éléments et le Tableau 5.1 représente les caractéristiques des *beams* obtenus par un réseau d'antennes avec une configuration (4,16) en utilisant la fonction *round()*.

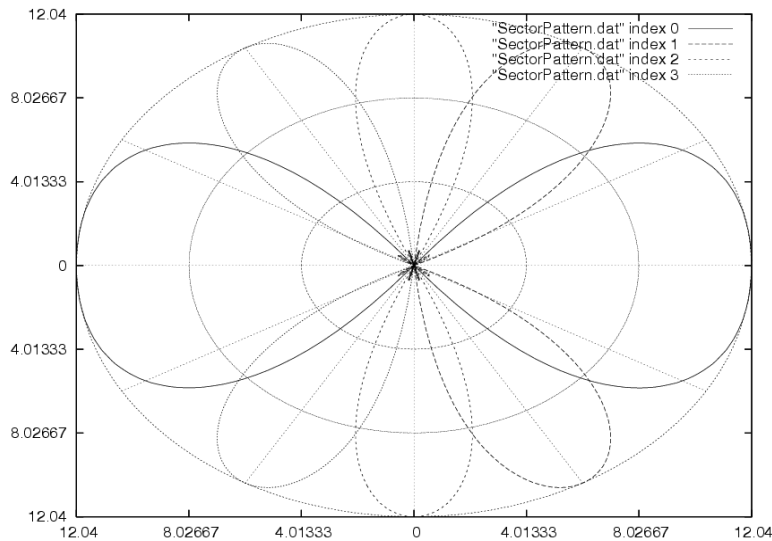


Figure 5.5: Quatre secteurs dans le cas d'un réseaux d'antennes à 4 éléments

Tableau 5.1: Table des beams et leur gain pour une configuration (4,16)

Index	$\theta_{\max}(\text{degré})$	gain(dB)
0	0	12.04
1	37	11.5
2	46	11.5
3	49	11.22
4	60	12.04
5	72	11.49
6	79	11.49
7	81	11.22
8	90	12.04
9	101	11.49
10	108	11.49
11	110	11.22
12	120	12.04
13	134	11.5
14	143	11.5
15	148	11.22

L'utilisation de la deuxième technique de classification génère un fichier de configuration constitué comme suit :

- Les quatre premiers secteurs représentent les lignes en gris foncé du Tableau 5.1 [0, 4, 8, 12]. Ils sont copiés dans le fichier aux positions [1-4].
- Les *beams* sont représentés par toutes les lignes du Tableau 5.1. Ils sont copiés aux positions [5-20].

L'équation 5.6 assure la correspondance entre chaque secteur et le sous ensemble de *beam* qui lui correspond. La Figure 5.6 représente les vecteurs de poids correspondants aux éléments du Tableau 5.1.

CodeWord 0 to 7	$\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ j \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ j \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ -j \\ -1 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ -j \\ -1 \\ j \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ -j \\ -j \\ -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ -j \\ -j \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -j \end{pmatrix}$
CodeWord 8 to 15	$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ j \\ j \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ j \\ j \\ -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ j \\ -1 \\ -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ j \\ -1 \\ -j \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ j \\ -1 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ -j \\ j \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ j \end{pmatrix}$

Figure 5.6: Vecteurs de poids des éléments du codebook

5.4 Modélisation de la couche PHY

Nous nous intéressons essentiellement à la modélisation de couches PHY de type Single Carrier (SC). *QualNet* offre deux possibilités pour la prise en compte des modulations au niveau de la couche PHY du simulateur:

- Évaluation de la probabilité d'erreur au niveau de la couche PHY en utilisant une formulation propre à la modulation utilisée. Cette technique est présentée sur la Figure 5.7.
- Interfaçage par fichier : dans cette technique, on fournit un fichier composé de deux colonnes dont la première représente le Signal to Noise Ratio (SNR) et la seconde le Bit Error Rate (BER) correspondant.

Nous utilisons la première méthode qui est plus précise car les outils de génération du fichier de configuration utilisent souvent la même formulation [8].

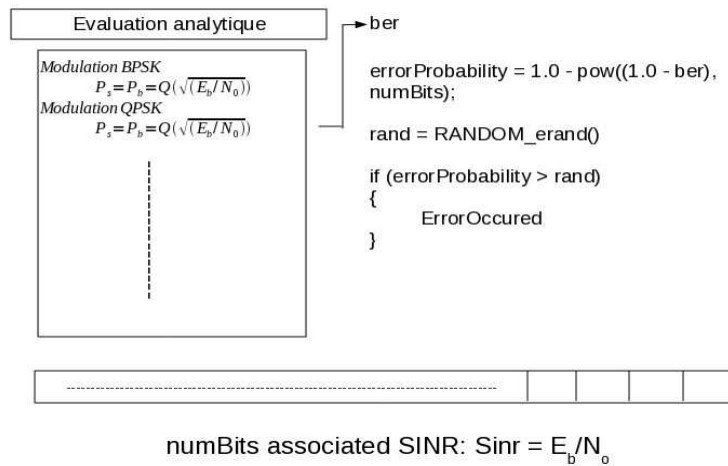


Figure 5.7: Technique de simulation analytique du BER

5.4.1 Techniques de Modulation $\Pi/2$ -BPSK et QPSK

Les techniques de modulation prises en compte sont celles proposées dans le SC-PHY à 60 GHz, conformément au standard 802.15.3c. Pour les modulations BPSK et QPSK, les probabilités d'erreur bit et d'erreur symbole sont évaluées respectivement suivant les équations 5.7 et 5.8.

$$P_s = P_b = Q(\sqrt{E_b/N_0}) \quad (5.7)$$

$$P_s = 2 P_b = Q(\sqrt{E_b/N_0}) \quad (5.8)$$

Où $\frac{E_b}{N_0}$ représente le rapport signal sur bruit et Q représente la fonction normale définie par l'équation 5.9. La relation entre la fonction Q et la fonction d'erreur $erfc$ [9] est donnée dans l'équation 5.10.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du \quad (5.9)$$

$$Q(x) = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (5.10)$$

Tableau 5.2: Classes de modulation

Classe	Identifiant MCS	Débit (Mbps) taille du pilote = 0	Débit (Mbps) taille du pilote = 64	Modulation
Classe 1	0	25.8 (CMS)	—	$\pi/2$ BPSK/ (G)MSK ¹
	1	412	361	
	2	825	722	
	3	1650 (MPR)	1440	
	4	1320	1160	
	5	440	385	$\pi/2$ BPSK/ (G)MSK
	6	880	770	$\pi/2$ BPSK/ (G)MSK
Classe 2	7	1760	1540	$\pi/2$ QPSK
	8	2640	2310	$\pi/2$ QPSK
	9	3080	2700	$\pi/2$ QPSK
	10	3290	2870	$\pi/2$ QPSK
	11	3300	2890	$\pi/2$ QPSK
Classe 3	12	3960	3470	$\pi/2$ 8-PSK
	13	5280	4620	$\pi/2$ 16-QAM

Le Tableau 5.2 regroupe les classes de modulation spécifiées dans le standard 802.15.3c, les lignes en gris étant celles auxquelles nous nous intéressons particulièrement.

5.5 Modélisation de Protocoles d'accès au médium

Les protocoles d'accès au médium envisagés pour la bande des 57-66GHz ont une

¹ Le GMSK et le MSK sont une alternative pour la génération de signal modulé en $\pi/2$ BPSK

structure de *super-trame* constituée de deux parties:

- Une partie où l'accès se fait sans négociation, de type TDMA comme pour le standard 802.15.3c, WirelessHD et WiMedia ou de type TDMA et Polling comme pour le standard 802.11ad.
- Une deuxième partie où l'accès se fait avec négociation, de type CSMA avec l'utilisation de l'algorithme du *back-off* comme pour le 802.15.3c et WiMedia ou de type Preamble Sense Multiple Access (PSMA) pour le WirelessHD. Le standard 802.11ad utilise le CSMA avec l'algorithme du *back-off* et le mécanisme de Virtual Carrier Sensing. Le mécanisme de Virtual Carrier Sensing est mis en œuvre par l'utilisation du NAV : Network Allocation Vector qui est évalué grâce à l'échange de paquets de contrôle RTS/CTS [10].

5.5.1 Techniques de modélisation

La modélisation de protocoles d'accès au support à l'aide de *QualNet* est basée sur des automates d'états finis. Un ensemble d'états, d'événements et des règles de transition sont définies pour le protocole. La modélisation effectuée ici prend en compte l'association, la réservation de CTA, le *beamforming* (Proactive et On Demand) et l'agrégation de MPDUs (Figure 5.8).

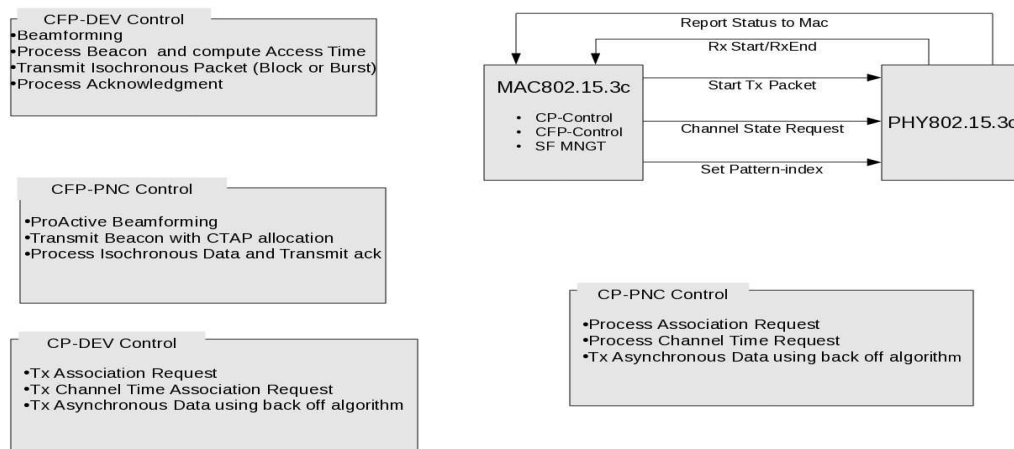


Figure 5.8: Principales fonctionnalités modélisées dans le 802.15.3c

5.5.2 La requête de CTA

Après une association réussie, les esclaves peuvent réclamer des tranches de temps auprès du PNC en lui adressant une requête de CTA Channel Time Allocation Request (*CTAReq*). Le PNC, en fonction de l'état d'allocation courante du support peut décider d'accepter ou de refuser la requête reçue. Un exemple d'échange de messages pour une requête de CTA est illustré sur la Figure 5.9

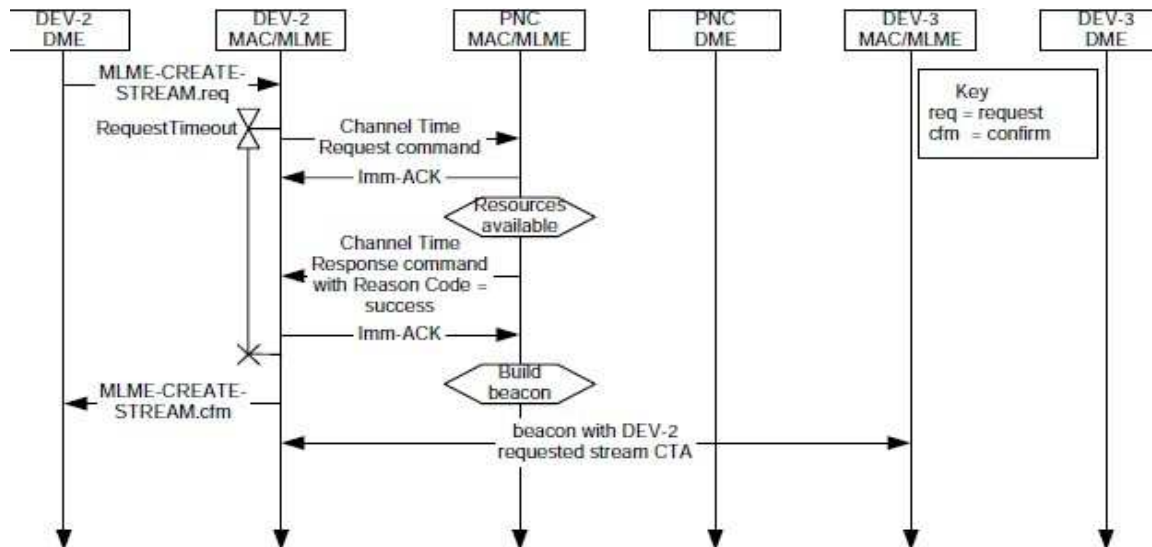


Figure 5.9: Procédure de demande de CTA

5.5.3 L'association

La procédure d'association se déroule entre un nœud du réseau et le PNC (voir Figure 5.10). Un nœud désirant s'associer à un PicoNet recherche les PicoNets disponibles en essayant de détecter les trames balises. Une fois une balise détectée, le nœud s'assure que l'association est permise dans la partie d'accès avec contention de la *super-frame*. il envoie ensuite une requête d'association, cette requête est traitée par le PNC qui lui envoie à son tour une réponse spécifiant la durée de validité de l'association.

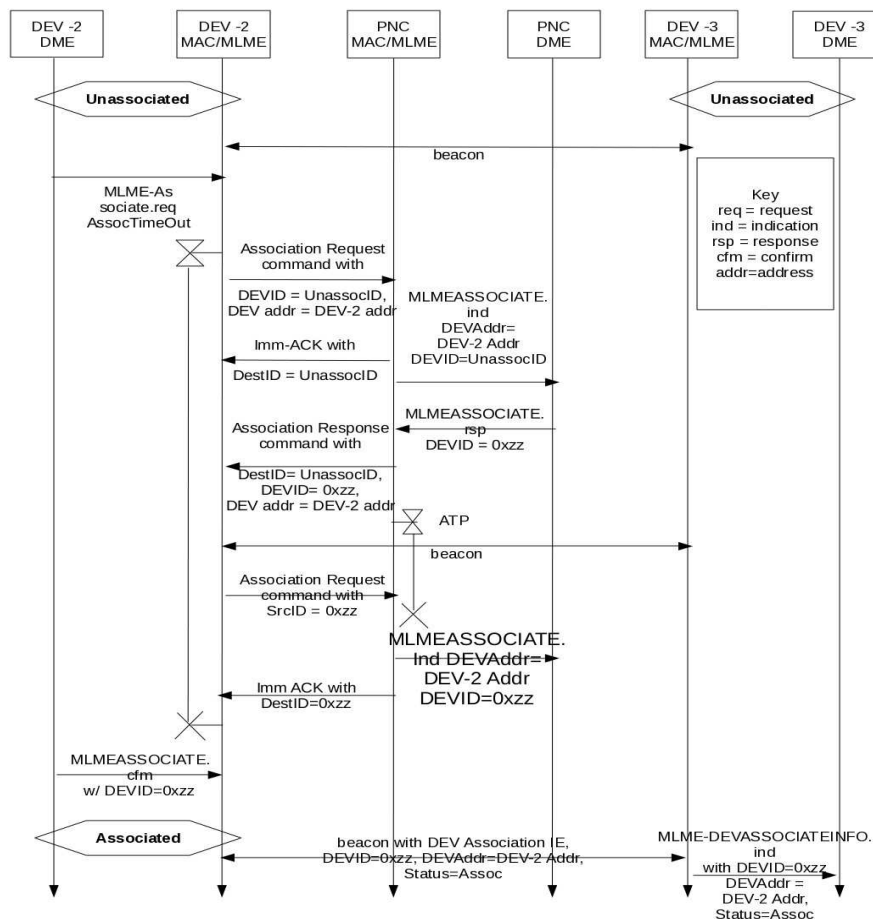


Figure 5.10: Procédure d'association

5.5.4 Agrégation

La modélisation de l'agrégation prend en compte les deux techniques d'agrégation spécifiées dans le standard 802.15.3c : l'agrégation standard et l'agrégation faible latence acquittée par l'utilisation d'un *block-ack* (voir Figure 5.11) et l'envoi en mode *burst* acquitté par un *delay-ack* (voir Figure 5.12).

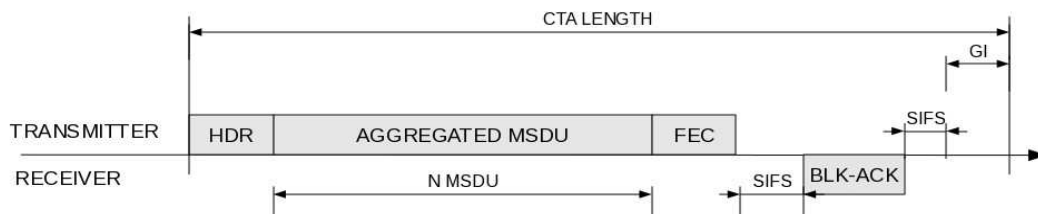


Figure 5.11: Agrégation utilisant le mécanisme block-ack

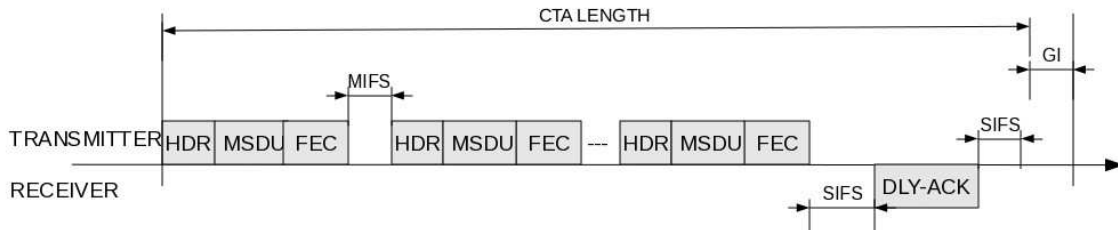


Figure 5.12: Agrégation utilisant le mécanisme delay-ack

L'agrégation n'est effectuée qu'après une requête de CTAs réussie auprès du coordinateur. Lorsque le coordinateur reçoit une requête de CTA, il détermine la position du nouveau CTA en fonction de l'état de l'allocation courante. Toute requête de CTA contient la durée de la tranche demandée. Cette durée varie suivant le mécanisme d'acquittement utilisé. Les équations 5.11 et 5.12 représentent respectivement les expressions utilisées pour l'évaluation de la durée des CTAs avec les mécanismes *block-ack* et *delay-ack*.

$$BlockAckPktDuration = (IsochronousPktDuration) * numberOfRequestedCta + 2 * (SIFS + TCMS_{PREAMBLE} + headerDuration) \quad (5.11)$$

$$DelayAckPktDuration = (IsochronousPktDuration + MIFS) * numberOfReqCta - MIFS + 2 * SIFS + TCMS_{PREAMBLE} + headerDuration \quad (5.12)$$

Dans l'équation 5.11 et 5.12 *IsochronousPktDuration* représente la durée de la charge du paquet à transmettre avant l'encapsulation, *numberOfRequestedCta* représente le nombre de CTAs demandés dans la requête de CTA, SIFS est utilisé pour (Short Inter Frame Space), $TCMS_{PREAMBLE}$ représente la durée du préambule et *headerDuration* représente la durée de l'en tête MAC.

La position du nouveau CTA, déterminée par le coordinateur, prend en compte un intervalle de garde (Guard Interval) évalué à partir des équations 5.13 et 5.14.

$$MaxDrift = [Clock\ accuracy\ (ppm) / 1e6] * interval \quad (5.13)$$

Où *MaxDrift* représente la dérive maximale de l'horloge, *Clockaccuracy* représente la précision de l'horloge utilisée en (ppm) et *interval* représente l'intervalle de synchronisation.

$$GuardTime = (MaxLostBeaconsCTA_n + MaxLostBeaconsCTA_n + 1 + 2) * MaxDrift \quad (5.14)$$

Où *MaxLostBeaconsCTA_n* représente le nombre maximum de pertes de *beacon* autorisées pour le CTA situé à la position *n*. Un CTA *pseudo-statique* peut être utilisé tant que cette limite n'est pas atteinte. Pour un CTA dynamique *MaxLostBeaconsCTA_n* est égal à zéro.

5.5.5 Protocole de beamforming

5.5.5.1 Sector Level Training

L'automate d'état fini représentant la première phase du modèle de *beamforming* est illustré sur la Figure 5.13 : *Sector Level Training*.

- Dans l'état *SECTOR LEVEL TRAINING*, l'émetteur transmet N trames de training suivant chacune de ses M directions. Le récepteur détermine en fonction du rapport signal sur bruit, le meilleur index de réception. À Chaque index correspond une colonne distincte de la matrice de code.
- Dans l'état *SECTOR LEVEL FEEDBACK*, l'initiateur du protocole reçoit des commandes de *feedback* de la part du destinataire. L'ensemble des commandes de *feedback* sont transmises en utilisant l'index du meilleur vecteur obtenu dans la première phase.
- Dans l'état *SECTOR MAPPING*, l'initiateur émet une trame de *mapping* contenant les informations sur le choix effectué.

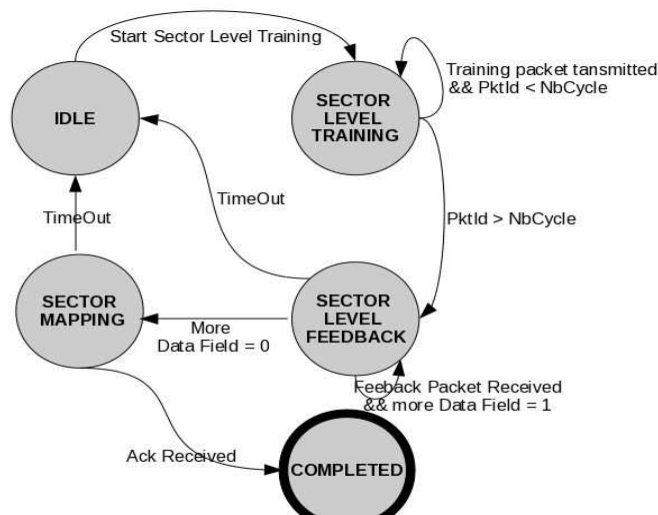


Figure 5.13: Automate du sector level training

5.5.5.2 Beam Level Training

Cette phase, illustrée par l'automate décrit sur la Figure 5.14, ne commence qu'après un déroulement complet du *sector level training*.

- Dans l'état *BEAM LEVEL TRAINING*, l'initiateur commence par émettre des trames de training sur chacun des *beams* appartenant au sous ensemble de *beams* du secteur choisi. Ce qui permet au destinataire de déterminer le meilleur *beam* de ce sous ensemble.
- Dans l'état *BEAM LEVEL FEEDBACK*, le destinataire envoie des commandes de

feedback sur le meilleur *beam* déterminé dans l'étape précédente.

- Dans l'état *BEAM-HRS MAPPING* l'échange d'informations sur le *beam* ou groupe de *beams* sélectionnées est effectué.

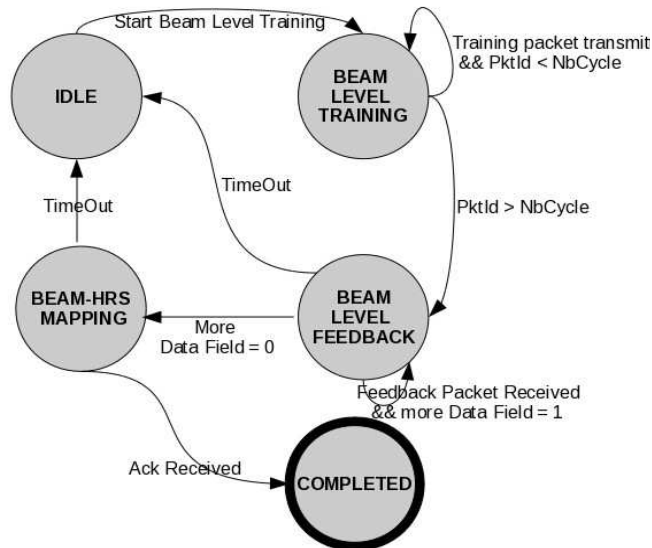


Figure 5.14: Automate du beam level training

5.6 Évaluation de Performances

5.6.1 Scénario

Le scénario considéré (présenté sur la Figure 5.15) consiste en une utilisation potentielle d'un W-LAN/PAN à 60 GHz.

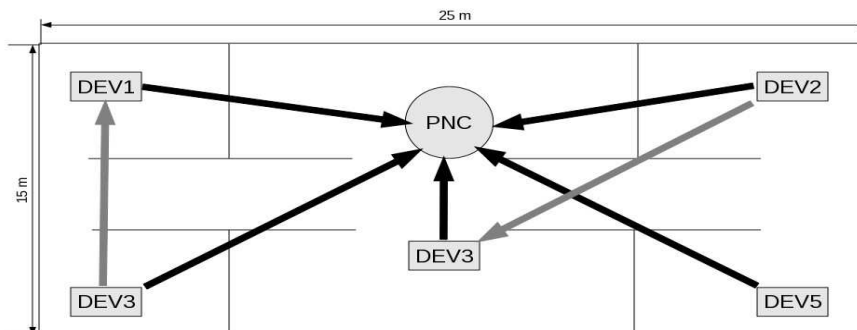


Figure 5.15: Scénario de simulation

Ce scénario comprend un PNC et cinq équipements communicants (DEVs). Le réseau est

déployé sur une surface de 25x15 m. Le PNC génère périodiquement le *beacon* et assure le *timing* de la *super-frame*. Les équipements s'associent au réseau et effectuent une demande de CTA durant la période d'accès avec contention puis génèrent un trafic isochrone destiné au PNC durant la période d'accès sans contention.

Les paramètres de simulation sont présentés dans le Tableau 5.3.

Tableau 5.3: Paramètres de simulation

Super Frame Period	65535 μ s
MAC-PREAMBLE	1.940 μ s
PHY - PREAMBLE	1.96 μ s
SIFS	2.5 μ s
MIFS	0.5 μ s
Guard Interval	29 μ s (Worst case)
Modulation	BPSK
Data rate	1650 Mbps
Isochronous data payload	1024 octets
Max EIRP	26 dBm
Max Directional antenna gain	12.04
Number of transmit sector	4
Number of beam per sector	4
Noise Figure	10 dBm
Bandwidth	200MHz
Center frequency	58.320 GHz

Le schéma d'accès des nœuds est présenté sur la Figure 5.16. On remarque que chaque nœud ne dispose que d'une petite tranche de la super-frame.

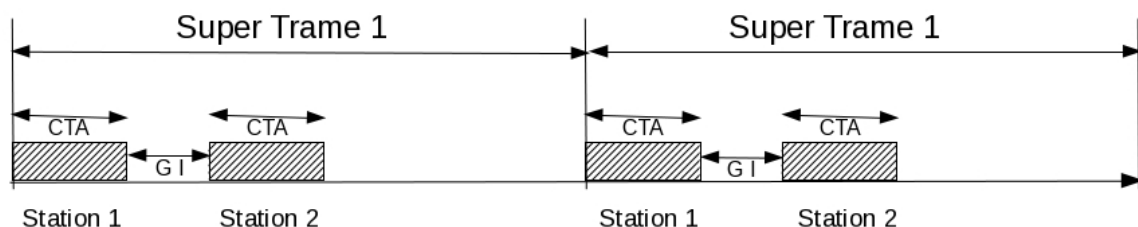


Figure 5.16: Accès au support

Pour un débit de 1.65 Gbps, une longueur de super-frame de 65535 μ s, un nœud ne disposant que d'un CTA par super-frame est limité par un débit de 125 kbps. L'allocation

de plusieurs CTAs à un même nœud permet de multiplier le débit. Le débit maximum d'un nœud, en fonction du nombre de CTA, dans ce type de scénario est présenté sur le Tableau 5.4. Le nombre maximum de CTA dans cette table comme dans les simulations effectuées est de 16. Il faut pourtant remarquer que cette valeur peut aller jusqu'à 256 comme spécifié dans le standard 802.15.3c.

Tableau 5.4: débit maximum en fonction du nombre de CTAs

Nombre de CTAs	Débit (Mbps)
2	0.25
4	0.5
6	1
8	2
10	4
12	8
14	16
16	32

5.6.2 Comparaison des mécanismes d'accès au support

La Figure 5.17 présente une comparaison des mécanismes d'accès au support envisagés pour la bande 57-66 GHz. La comparaison s'intéresse à la variation du débit en fonction du nombre de MSDUs agrégés.

Le protocole de *beamforming* utilisé est le *On Demand Beamforming* et les CTAs réservés sont utilisés par la transmission de *bursts* acquittés par le mécanisme *delay-ack*. Les techniques comparées diffèrent par la structure de leur *super-trame*.

- *CSMA-TDMA* : TDMA dans la partie à accès sans contention de la *super-trame* et CSMA dans la partie à accès avec contention.
- *CSMA-Polling* : *polling* dans la partie à accès sans contention et CSMA dans la partie à accès avec contention.
- *802.15.3c* : modélise la spécification du nouveau standard avec la prise en compte des différentes structures de trames et Information Element (IE).

Il apparaît que les techniques *CSMA-TDMA* et le standard *802.15.3c* montrent de meilleures performances, ce qui est dû à la nature *pseudo-statique* des CTAs. Un CTA *pseudo-statique* est un CTA qui est utilisé tant que le nombre de *beacons* successifs perdus n'atteint pas une certaine limite. En effet, dans les deux protocoles mentionnés, une fois qu'un nœud reçoit la position de son CTA dans un *beacon*, il évalue le délai avant son accès et y accède régulièrement. Tandis que dans le mécanisme *CSMA-Polling*, les nœuds attendent d'être interrogés avant de transmettre des données. La perte de trames *Poll* engendre donc une non utilisation du CTA courant.

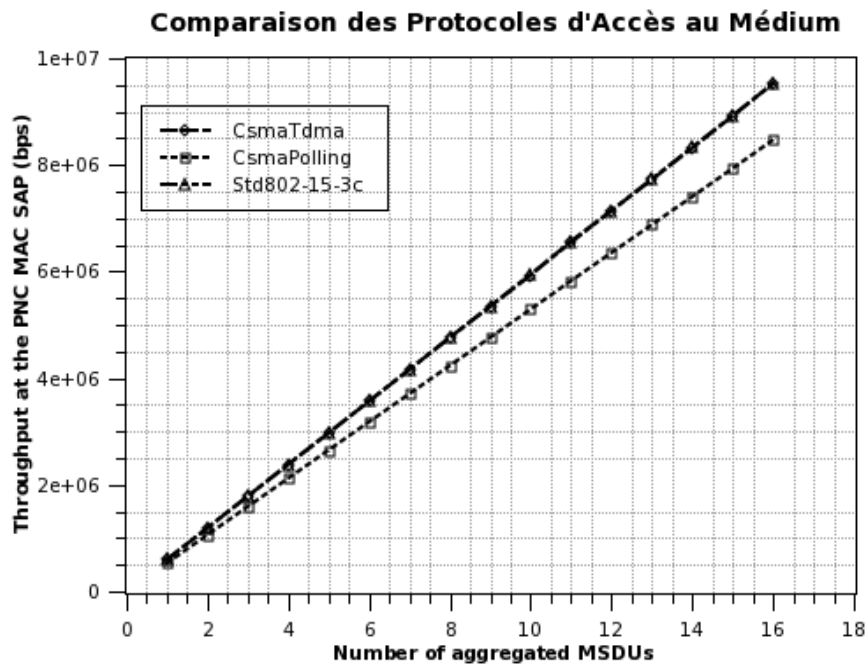


Figure 5.17: Comparaison des protocoles d'accès au médium

Le Tableau 5.5 résume les performances des trois protocoles évalués. Les résultats présentés proviennent de l'expérience précédente. Les valeurs présentées représentent les valeurs du débit avec une agrégation de 16 MSDUs. Nous pouvons remarquer que le protocole *CSMA-TDMA* et le standard *802.15.3c* qui utilisent tous les deux le mécanisme *TDMA* dans la partie d'accès sans contention de la *super-trame* ont les meilleures performances. On en conclut donc que l'utilisation d'une allocation de type *TDMA* est plus intéressante que le *polling* dans ce type d'application.

Tableau 5.5: Comparaison des trois techniques pour 1.6 Gbps et une période de *super-trame* de 65535 μ s et une allocation de 16 CTA par *super-trame*.

Structure de la super trame	CSMA-Polling	CSMA-TDMA	std802-15-3c
Débit observé au niveau du PNC (Mbps)	8.47	9.53	9.52

5.6.3 Comparaison des deux protocoles de beamforming

La Figure 5.18 présente une comparaison des protocoles *Ondemand Beamforming* et *Proactive Beamforming* dans le cadre du standard *802.15.3c*. La comparaison concerne la variation du débit en fonction du nombre de MSDUs agrégés.

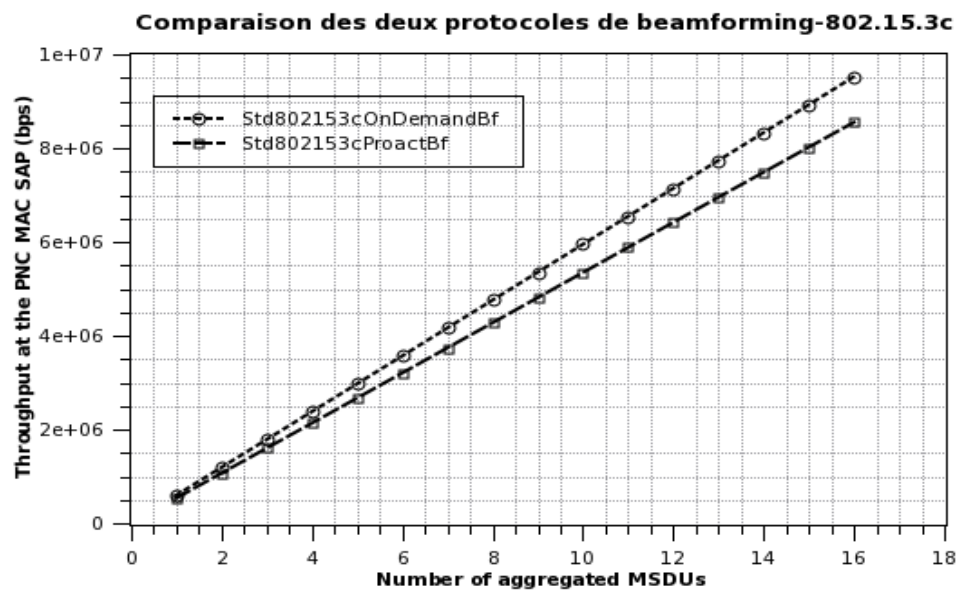


Figure 5.18: Comparaison des deux protocoles de beamforming - 802.15.3c

La Figure 5.18 compare les deux protocoles de *beamforming* pour la technique d'accès 802.15.3c. Les performances du protocole *On Demand Beamforming* sont supérieures aux performances du protocole *Pro Active Beamforming*. L'écart entre les performances des deux protocoles de beamforming dans cette comparaison est important.

La Figure 5.20 présente une comparaison des deux protocoles de *beamforming* dans le cadre de la technique d'accès *CSMA-Polling*. Les performances du protocole *On Demand Beamforming* sont supérieures aux performances du protocole *Pro Active Beamforming* mais l'écart entre les performances des deux protocoles de beamforming dans cette comparaison est plutôt faible.

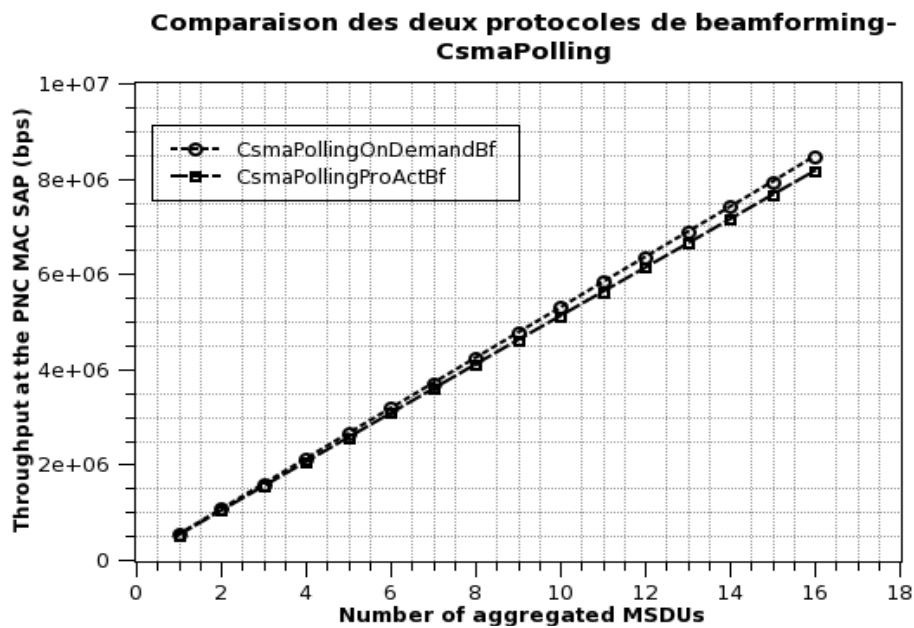


Figure 5.19: Comparaison des deux protocoles de beamforming - CSMA-Polling

Le Tableau 5.6 présente un résumé de la comparaison des performances des deux protocoles de *beamforming* pour les trois mécanismes d'accès. Les résultats présentés proviennent de l'expérience précédente. Le *CSMA-Polling* possède les performances les plus faibles avec les deux protocoles de *beamforming* tandis que les deux autres techniques d'accès sont plus performantes avec des résultats assez proches. Dans tous les trois cas le protocole *On Demand Beamforming* reste supérieure. On en conclut qu'il est meilleur que le protocole *Pro Active Beamforming*.

Tableau 5.6: Comparaison générale des deux protocoles de beamforming

Structure de la super-trame	CSMA-Polling	std802-15-3c
OnDemandBeamforming (Débit Mbps)	8.46	9.5
ProactiveBeamforming (Débit Mbps)	8.1	8.5

5.6.4 Performances de l'agrégation

La Figure 5.21 présente une évaluation analytique de l'efficacité des mécanismes d'agrégation dans les standards 802.15.3c et 802.11ad. Nous définissons l'efficacité d'un protocole comme étant le rapport entre le temps nécessaire pour émettre la charge utile du paquet sans *en-tête* et temps nécessaire pour le transmettre après encapsulation avec les Inter Frame Space (IFS) [12]. Une valeur d'efficacité qui s'approche de 1 indique que le protocole est très performant tandis qu'une valeur de l'efficacité proche de zéro indique le

contraire. L'agrégation de paquets améliore l'efficacité du protocole.

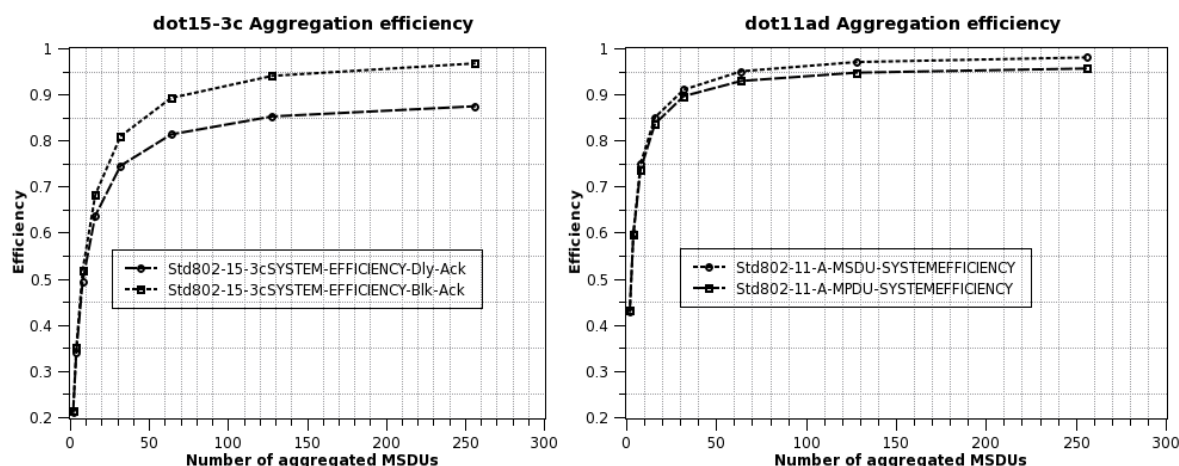


Figure 5.20: Efficacité de l'agrégation - évaluation analytique

Dans cette expérience, nous faisons varier le nombre de MSDUs agrégés de 1 à 256. Les techniques évaluées sont :

- Dans le cadre du 802.11
 - L'agrégation de MPDU Aggregated Mac Service Data Unit (A-MSDU) : dans ce type d'agrégation, l'émetteur combine plusieurs MSDUs destinés au même destinataire en un seul paquet en utilisant la même *en-tête* MAC
 - L'agrégation de MSDU, Aggregated Mac Protocol Data Unit A-MPDU : dans ce type d'agrégation, plusieurs trames destinés au même destinataire sont envoyées sans interruption. Chaque paquet est encapsulé dans sa propre *en-tête* MAC et CRC
- Dans le cadre du 802.15.3c
 - L'agrégation faible latence : dans cette technique, l'agrégation se fait au niveau du Frame Convergence Sub Layer (FCSL). Elle doit se dérouler dans un CTA réservé à cet effet et pour une durée fixe.
 - L'agrégation standard : dans ce mécanisme, l'agrégation se fait en dessous de la MAC, juste avant le point d'accès à la PHY. L'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur une taille fixe de MSDUs. La transmission n'est effectuée que lorsque le nombre de MSDUs agrégés atteint la taille négociée. Le récepteur répond par un *block-ack*.

Les meilleures performances du standard 802.11ad sont dues à la durée de ses intervalles de garde, très petits par rapport à ceux du mode SC PHY du standard 802.15.3c. Les intervalles de garde représentent la durée des espaces introduits entre deux allocations de CTAs consécutives. Sa valeur est de l'ordre de 3µs pour le standard 802.11ad et de 30 µs pour le standard 802.15.3c. Le Tableau 5.7 résume les performances théoriques de l'agrégation pour le nombre maximum de MSDUs agrégés : 256.

La Figure 5.22 présente les résultats de simulation obtenus en comparant les techniques *block-ack* et *delay-ack* dans cadre du protocole 802.15.3c.

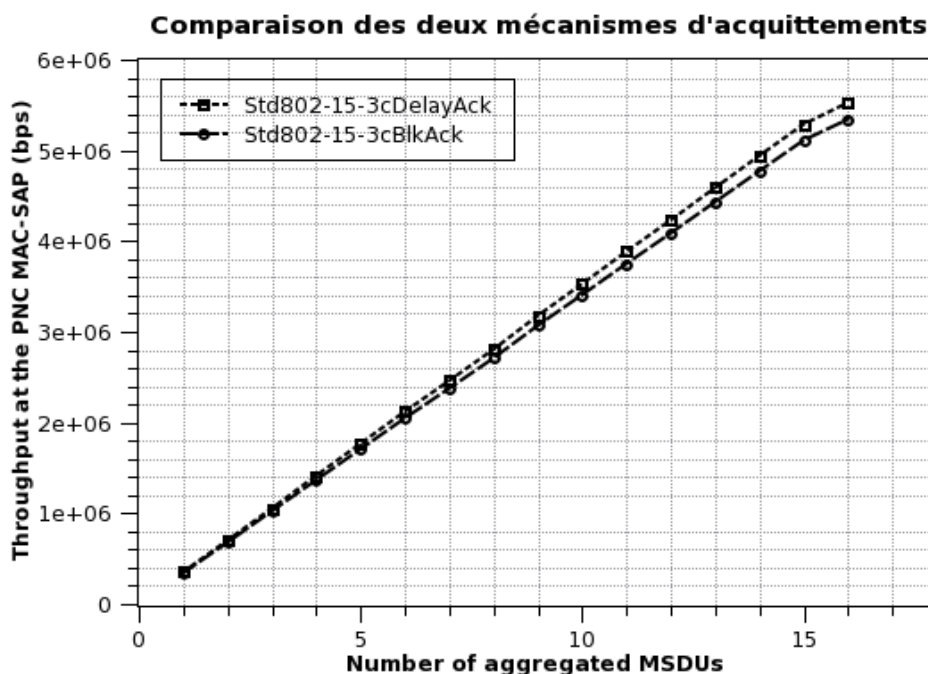


Figure 5.21: Comparaison des mécanismes d'acquittements

Les deux mécanismes montrent les mêmes performances quand le nombre de MSDUs agrégés est inférieur à six. Au delà de cette valeur, un écart commence à apparaître entre les deux mécanismes. Les performances du mécanisme *delay-ack* deviennent supérieures aux performances du *block-ack*, l'écart entre les deux mécanismes augmentent proportionnellement au nombre de MSDUs agrégés. Ceci s'explique par le fait que dans le modèle développé, une erreur bit engendre la perte de tout le bloc dans le cas de *block-ack* tandis qu'elle engendre uniquement la perte du MSDU concerné dans le cas du *delay-ack*, les MSDUs étant séparés par des MIFS dans ce dernier.

La Tableau 5.7 présente une comparaison des performances analytiques de l'agrégation. Les résultats présentés proviennent de l'expérience précédente. On remarque que les techniques d'agrégation proposées dans le standard 802.11 sont plus performantes que celles proposées dans le standard 802.15.3c. Dans le cadre du standard 802.15.3c la technique d'agrégation dans laquelle les trames sont acquittées par le mécanisme *block-ack* a une efficacité 10% supérieure à la technique dans laquelle les trames agrégées sont acquittées par un *delay-ack*. Dans le cadre du standard 802.11, on remarque que l'agrégation de type A-MSDU n'est supérieure que de 1% à l'agrégation de type A-MPDU.

Tableau 5.7: Performances analytiques de l'agrégation

	Std802-15-3c		Std802-11ad	
	delay-ack	block-ack	A-MSDU	A-MPDU
Efficacité Max	87 %	97%	98%	96%

5.6.5 Impact du canal de propagation

La Figure 5.23 présente l'impact du canal sur les performances de l'agrégation en fonction des conditions de propagation. Ces conditions sont modélisées à partir des deux paramètres suivants :

- ◆ Shadowing Mean : le shadowing exprime les variations statistique de la puissance reçue dues aux obstacles dans un environnement donné. Cette variation est caractérisée par une distribution dont la moyenne est notée Shadowing Mean.
- ◆ Ricean k-factor : qui représente le rapport entre la puissance de la composante principale du signal et la puissance moyenne des composantes réfléchies dans un environnement où le signal se disperse, suivant le modèle de *Rice*. Plus cette valeur est élevée plus la composante principale du signal est dominante.

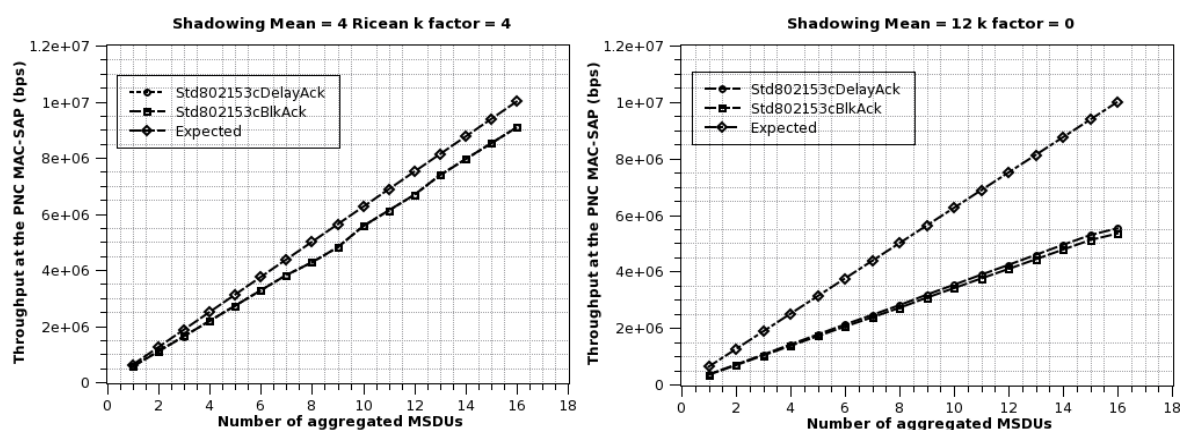


Figure 5.22: Impact du canal de propagation sur le débit

D'après l'évaluation de l'impact du canal, on note que lorsque les conditions de propagation sont meilleures (Shadowing Mean = 4 et Ricean k -factor = 4), les deux mécanismes *block-ack* et *delay-ack* ont des performances similaires et se rapprochent bien de la valeur attendue : par contre lorsque les conditions se dégradent, les performances s'écartent de la valeur attendue et le mécanisme *delay-ack* devient supérieur au *block-ack*, l'écart augmente avec le nombre de MSDUs agrégés, ce qui est dû au fait que dans le mécanisme *block-ack*, une erreur bit dans une trame agrégée engendre la perte de la trame tandis qu'une erreur bit dans le mécanisme d'agrégation utilisant *delay-ack* n'engendre que la perte du MSDUs affectés. Dans le mécanisme d'agrégation où les trames sont acquittées par un *delay-ack*, les trames des différents

MSDUs agrégés sont séparées par un MIFS.

5.6.6 Impact de la longueur de la super-trame

La Figure 5.24 présente l'impact de la période de la *super-trame* sur le débit des mécanismes *delay-ack* et *block-ack* avec une agrégation de huit MSDUs.

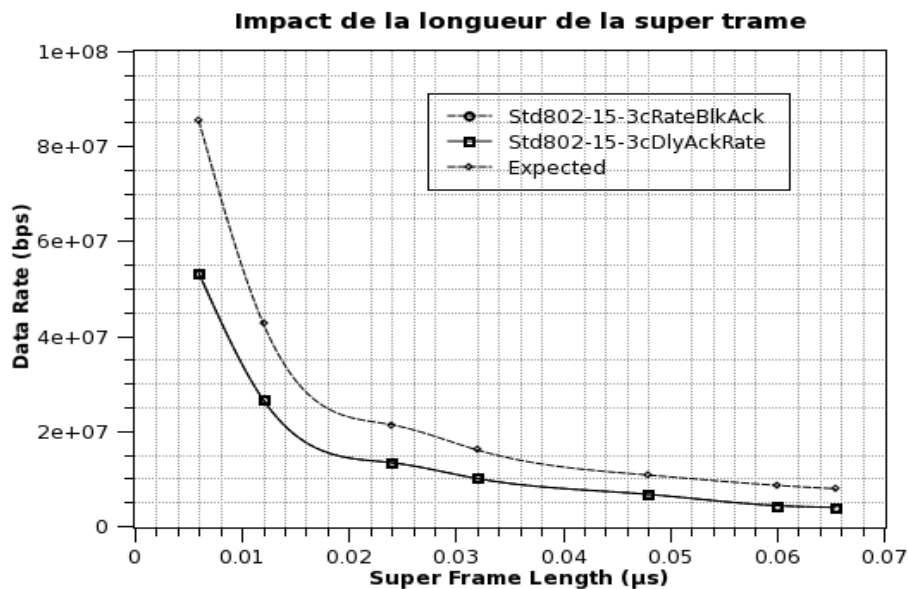


Figure 5.23: Impact de la longueur de la super-trame

Il apparaît que plus la durée de la *super-trame* est élevée donc une fréquence faible, le débit observé au niveau du point d'accès de la MAC du PNC diminue. Ce qui s'explique par le fait que la fréquence de la *super-trame* est proportionnelle à la fréquence des CTAs. Une solution pour améliorer le débit des trafics de type isochrones peut donc consister à la réduction de la taille de la *super-trame*. Les deux mécanismes se superposent car le nombre de MSDUs agrégés est de huit. Car, comme présenté sur les premières comparaisons, les deux mécanismes d'agrégation possèdent pratiquement les mêmes performances avec un nombre de MSDUs agrégés égal à 8.

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une modélisation des couches PHY et MAC très hauts débits avec le *beamforming*, destinées à assurer la transmission de la vidéo haute définition dans la bande 57-66GHz et nous avons implémenté ces modèles sur le simulateur QualNet.

Au niveau de la couche PHY, nous avons proposé une nouvelle technique de modélisation des antennes directives destinées au *beamforming* basé sur l'utilisation d'un *codebook*. Nous avons également présenté les techniques de modélisation des modulations de type Single Carrier (BPSK et QPSK) grâce à une formulation analytique.

Au niveau de la couche MAC, nous avons proposé une modélisation de différentes techniques d'accès au support basées sur une structure de *super-trame*, à savoir : le *CSMA-Polling*, le *CSMA-TDMA* et le protocole du nouveau standard 802.15.3c. Une modélisation des techniques d'agrégation pour l'augmentation du débit puis une modélisation des deux protocoles de *beamforming* proposés dans le standard 802.15.3c a également été réalisé.

A partir des modèles développés, nous avons procédé à une évaluation de performances des différents mécanismes ou techniques envisagés. On en conclut que:

- Le standard 802.15.3c possède de meilleures performances par rapport aux deux autres protocoles modélisés : *CSMA-TDMA* et *CSMA-Polling*.
- Le mécanisme d'agrégation avec un acquittement de type *delay-ack* utilisé pour acquitter des bursts est meilleur par rapport à la technique *block-ack* lorsque les conditions de propagation se dégradent.
- Le protocole *OnDemandBeamforming* est plus efficace que le *ProActiveBeamforming*, car ce dernier prend plus de temps.
- Des *super-frames* de longueur réduite ont un impact positif sur le débit observé au niveau du point d'accès au service de la MAC.

Les techniques développées sont flexibles, elles peuvent donc être facilement intégrées à d'autres outils ou servir de bases pour une modélisation d'autres standards utilisant le *beamforming* basé sur l'utilisation d'un *codebook* entre autres Long Term Evolution (LTE), 802.16.

5.8 Bibliographie

- [1] Scalable Network Technologies, *QualNet 5.0 Programmer's Guide* Scalable Network Technologies Sept 2009.
- [2] M. Takai, J. Martin, R. Bagrodia, and A. Ren, "Directional virtual carrier sensing for directional antennas in mobile ad hoc networks," *Proceedings of the 3rd ACM International Symposium on Mobile ad hoc Networking & Computing - MobiHoc '02*, 2002, p. 183.
- [3] S. Bellofiore, J. Foutz, R. Govindarajula, I. Bahceci, C. a Balanis, a S. Spanias, J.M. Capone, and T.M. Duman, "Smart antenna system analysis, integration and performance for mobile ad-hoc networks (MANETs)," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, May. 2002, pp. 571-581.
- [4] L.C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, 1997, pp. 1195-1245.
- [5] Scalable Network Technologies, *QualNet 5.0 Wireless Model Library*, Scalable Network Technologies, Sept 2009.
- [6] I. Lakkis, "Multi-resolution Beamforming Based on Codebooks in MIMO Systems," *United State Patent Application Publication, Pub N° US/2009 /0232245 QUALCOMM Inc San Diego*, Sept 2009.

- [7] IEEE Computer Society, *IEEE Standards 802.15.3c, Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, 2009.
- [8] Mathworks, "Analytical Expressions Used in BERA WGN," <http://www.mathworks.com>, 2011
- [9] C. Draft and F. Introduction, *WG14/N1256 Committee Draft — ISO/IEC 9899:TC3*, 2007.
- [10] P. Karn, "MACA-a new channel access method for packet radio," *ARRL/CRRL Amateur Radio 9th Computer Networking Conference*, 1990, p. 44.
- [11] J. Wang, Z. Lan, C.W. Pyo, T. Baykas, C.S. Sum, M.A. Rahman, J. Gao, R. Funada, F. Kojima, and H. Harada, "A Pro-Active Beamforming Protocol for Multi-Gbps Millimeter-Wave WPAN Systems," *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2010 IEEE*, IEEE, 2010, p. 1–5.
- [12] J. Rosdahl, "Throughput and delay limits of IEEE 802.11," *IEEE Communications Letters*, vol. 6, Aug. 2002, pp. 355-357.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Dans ce travail nous avons présenté deux architectures de modélisation destinées aux réseaux de capteurs sans fil et aux réseaux hauts débits et développé les plateformes de simulation correspondantes.

La première architecture présentée concerne les réseaux de capteurs sans fil. Elle consiste en une modélisation de la technique *Impulse-radio UltraWide Band* à l'aide du simulateur de réseaux mobile ad hoc *GloMoSim*. La modélisation effectuée s'est déroulée en deux étapes. Une première étape prend en compte les trains d'impulsion uniformément espacées et une deuxième étape plus complète prend en compte les séquences de saut aléatoires appelées séquences de *time-hopping*. Cette architecture diffère des architectures existantes par une prise en compte très précise du canal de propagation, de la couche PHY : paramètres réels de l'émetteur/récepteur IR-UWB et de la consommation (basée sur des prototypes) et des couches MAC adaptées ou dédiées à l'IR-UWB. Ce qui est effectué grâce à un interfaçage par fichier. Le fichier de configuration fourni en paramètre contient les caractéristiques du liens en termes de BER/SNR. La caractérisation du lien peut se faire par simulation en utilisant un outil comme Matlab ou par mesure sur un prototype matériel.

La prise en compte de l'interférence *multi-utilisateur* est basée sur l'orthogonalité des séquences utilisées en réception. Plus précisément, nous procédons à une évaluation de la séquence de réception de chaque nouvelle réception. Ces séquences sont sauvegardées dans une matrice d'interférence. La séquence sauvegardée dans la première ligne de la matrice correspond à l'utilisateur qui nous intéresse. Les autres lignes contiennent les utilisateurs interférant. À la fin d'une réception, la probabilité d'erreur est estimée à partir du SINR qui est lui même évalué en prenant en compte les éléments de la matrice qui interfèrent effectivement avec l'utilisateur qui nous intéresse. La détermination des utilisateurs interférant est basée sur une condition d'interférence comme présentée dans le Chapitre 3. Cette technique évite donc l'approximation utilisée dans l'évaluation de *l'interférence cumulative* présentée dans les travaux antérieurs [1]. En effet la formulation utilisée pour la prise en compte de *l'interférence cumulative* présentée dans [1] quoique plus précise que l'approximation gaussienne reste toujours une approximation. Par rapport à la solution présentée dans [2], l'approche que nous adoptons ici assure une meilleure mise à l'échelle car elle ne tente pas une sauvegarde complète d'échantillon des impulsions. Notre approche est plus guidée par une formalisation permettant de reproduire le même effet qu'un modèle détaillé tout en évitant sa lourdeur. A ce niveau, il est important de noter l'importance de la mise à l'échelle pour un modèle de simulation destiné aux réseaux de capteurs, car ces réseaux peuvent contenir des milliers de nœuds, ce qui rend prohibitive toute méthode lourde en consommation de ressource ou de calcul.

Nous avons ensuite procédé à une évaluation de performances d'une application typique des réseaux de capteurs : une protection de surface. Dans cette application, des nœuds capteurs sont disposés sur une zone protégée pour détecter les intrusions de nœuds intrus. Une fois une intrusion détectée, le capteur émet un signal de détection à la station de base et tente ensuite de l'authentifier. Dans le cas d'une authentification réussie, une notification est également envoyée à la station de base. Nous nous sommes intéressés à la fiabilité, la latence ainsi qu'à la consommation d'énergie du système proposé. La technique IR-UWB s'est avérée très efficace en termes de fiabilité et de consommation d'énergie. En effet cette technique assure une fiabilité deux fois supérieure au CSMA-

OQPSK et atteint des valeurs de fiabilité comparable au 802.11. Elle consomme cependant 70 fois moins que ce dernier et trois fois moins que le CSMA-OQPSK.

En perspective ces travaux pourront se poursuivre par une prise en compte de la technique BPM (Burst Position Modulation) du 802.15.4a . L'élaboration d'un prototype permettra de valider la modélisation effectuée. Le modèle de capteur pourra être amélioré par la prise en compte des modèles de diffusion propres à la diffusion des gaz, de la chaleur, de l'humidité, des vibrations etc. [3]. Une autre thèse de doctorat portera sur l'extension de la plateforme de simulation pour la définition d'architectures et de topologies dans le cadre des applications de Structure Health Monitoring (SHM) dans l'aéronautique ou dans le nucléaire, avec une prise en compte des besoins spécifiques de chaque application [4].

Dans la deuxième partie, nous avons défini une architecture de modélisation des nouvelles techniques de transmission définies sur la bande de 60 GHz pour la prise en compte des transmissions hauts débits. Nous prenons en compte le nouveau mécanisme de *beamforming* (*codebook beamforming*) défini dans le nouveau standard 802.15.3c et proposée comme alternative dans le 802.11ad. Cette nouvelle architecture est basée sur une prise en compte des diagrammes de rayonnement correspondant aux différentes colonnes de la matrice du *codebook* grâce à un mécanisme d'interfaçage par fichier. Concrètement le fichier contenant les diagrammes de rayonnement de l'antenne directive est utilisé comme paramètre de configuration au niveau de la couche PHY du simulateur. Pour chaque direction et pour chaque index du *codebook*, le fichier nous donne le gain correspondant. La valeur du gain obtenue est utilisée lors de la phase de propagation pour l'évaluation de la puissance reçue dans une direction particulière. Nous avons également modélisé les protocoles de training (*sector level training* et *beam level training*), définis dans le standard 802.15.3c ainsi que les mécanismes d'agrégation. L'architecture proposée se distingue des travaux précédents [5] dans la mesure où elle est plus complète : les aspects pris en compte vont de la caractérisation de la couche PHY (diagrammes de rayonnement de l'antenne directive, modulation) aux protocoles de partage du support. Elle constitue une base d'évaluation de performances d'un système de communication, une fois que les différents paramètres caractérisant le système sont connus.

Nous avons procédé à une évaluation de performances de trois techniques d'accès au support utilisant différentes structures de super trame à savoir le *CsmaPolling*, le *CsmaTdma* et la spécification du standard 802.15.3c sur l'architecture mise en œuvre. Le scénario utilisé est une application typique des réseaux multimédia sans fil. Les résultats des expériences réalisées indiquent que l'utilisation du mécanisme TDMA dans la partie sans contention de la super trame améliore le débit. La comparaison des protocoles de *beamforming* a démontré que la méthode *OnDemand Beamforming* est plus efficace que le *ProActiveBeamforming* en terme de débit. Enfin la comparaison des nouveaux mécanismes d'acquiescement a permis de constater que la méthode *block acknowledgement* est plus efficace que la méthode *delay acknowledgement* dans l'amélioration du débit. Il serait intéressant de procéder à une évaluation de performances des nouveaux mécanismes de codage canal proposée dans le standard. Il serait également intéressant de procéder à une mise en œuvre complète des couches MAC-PHY du 802.11ad en vue d'une comparaison.

Bibliographie

- [1] R. Merz, "Interference management in impulse-radio ultra-wide band networks," *Thèse N°4119 EPFL Faculté Informatique et Communications, Laboratoire pour les Communications Informatiques et leurs Applications. Programme Doctoral en Informatique, Communications et Information*. Jul. 2008.
- [2] J. Rousselot and J.-D. Decotignie, "A High-Precision Ultra Wideband Impulse Radio Physical Layer Model for Network Simulation," *Proceedings of the Second International ICST Conference on Simulation Tools and Techniques*, 2009.
- [3] V. Roberto, D. Davide, M. Gianluca, and C. Andrea, *Wireless sensor and actuator networks: technologies, analysis and design*, Academic Press, 1st edition 2007.
- [4] D. Dragomirescu, A. Thain, F. Camps, F. Perget, A. Lecointre, A. Berthe, R. Plana. "Simulation Platform for UWB Impulse Radio Wireless Sensor Networks dedicated to Aeronautic Applications" *IWSHM 2011 (International Workshop on Structure Health Monitoring)*. Université de Stanford Septembre 2011.
- [5] J. Wang, Z. Lan, C.-S. Sum, C.-W. Pyo, J. Gao, T. Baykas, A. Rahman, R. Funada, F. Kojima, I. Lakkis, H. Harada, and S. Kato, "Beamforming Codebook Design and Performance Evaluation for 60GHz Wideband WPANs," *2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall*, Sep. 2009, pp. 1-6.

Abréviations et Notations

Ack	Acknowledgment
AF	Array Factor.
AOA	Angle Of Arrival
AoD	Angle of Departure
AODV	Ad Hoc On Demand Distance Vector
ARQ	Automatic Repeat ReQuest.
beacon	Trame balise
BER	Bit Error Rate
Bonding	Mécanisme d'agrégation de canaux
Block-Ack	Block Acknowledgment
BPM	Burst Position Modulation.
BPSK	Binary Pulse Shift Keying
BSS	Basic Service Set
BST	Beam Switching and Tracking
CAP	Contention Access Period
CBR	Constant Bit Rate
CCA	Clear Channel Assessment.
CDMA	Code Division Multiple Access
CFP	Contention Free Period
CMA	Constant Modulus Amplitude
codebook	manuel de code
CRC	Cyclic Redundancy Code
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance.
CTA	Channel Time Allocation

CTAReq	Channel Time Allocation Request
dBm	Décibel par rapport au milliWatt
DCC MAC	Dynamic Channel Coding MAC.
DCF	Point Coordinated Function
Delay Ack	Delay Acknowledgment
Delay Spread	temps de stabilisation du canal après une impulsion
DMI	Direct Matrix Inversion.
DS	Direct Spread
DVCS	Directional Virtual Carrier Sensing
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
FCC	Federal Communication Commission.
FDMA	Frequency Division Multiple Access
Feedback	réponse
FH	Frequency Hopping
Gbps	Gigabit par seconde
GloMoSim	Global Mobile Information System Simulator.
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
HPBW	Half Power Beam Width
HRS	High Resolution
IEEE	Institute of Electronics and Electrical Engineering.
IR-UWB	Impulse Radio Ultrawide Band.
Kbps	Kilobit par seconde
LMS	Least Mean Square
LR	Low Rate
LTE	Long Term Evolution
MAS	Medium Access Slot

MAC	Medium Access Control.Layer.
MACA	Medium Access Control with Collision Avoidance.
Mbps	Megabit par seconde
MB-OFDM	Multi Band OFDM
Modèle de Rayleigh	de Modélisation du canal prenant en compte les multi trajets
Modèle de Rice	Modélisation du canal prenant en compte les multi trajets
mW-h	milliWatt heure
NAV	Network Allocation Vector.
NS-2	Network Simulator 2.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
OMNet++	Objective Modular Network Test bed in C++
OSI	Open System Interconnexion.
PCF	Point Coordinated Function
PDU	Packet Data Unit
PET	Pattern Estimation and Tracking
PHY	Physical Layer.
Polling	Partage du support basé sur une interrogation
PPM	Pulse Position Modulation
ppm	partie par million
PRF	Pulse Repetition Frequency
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Pulse Shift Keying
QualNet	Version commerciale de GloMoSim
RLS	Recursive Least Square
RTS/CTS	Request To Send/Clear To Send

SINR	Signal to Noise and Interference Ratio.
TCP	Transport Control Protocol
TDMA	Time Division Multiple Access
TSMA	Time Spread Multiple Access
TH	Time Hopping
SC	Single Carrier
UDP	User Datagram Protocol
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure
VCS	Virtual Carrier Sensing.
WiFi	(Wireless Fidelity) Alliance
WLAN	Wireless Local Area Network.
WPAN	Wireless Personal Area Networks.
WSN	Wireless Sensor Network.
WVANS	Wireless Video Area Networks.
Zigbee	Spécification de la couche haute du 802.15.4 pour les réseaux de capteurs

Liste des publications

Conférences Internationales :

- Simulation Platform for UWB Impulse Radio Wireless Sensor Networks dedicated to Aeronautic Applications.

Auteur(s) : D.DRAGOMIRESCU, A.THAIN, F.CAMPS, F.PERGET, A.LECOINTRE, A.BERTHE, R.PLANA.

Acceptée pour IWSHM 2011 (International Workshop on Structure Health Monitoring). Université de Stanford Septembre 2011.

- Performance evaluation of impulse radio ultra wide band wireless sensor networks (09559) Rapport LAAS N°09559

Military Communications Conference (MILCOM 2009), Boston (Etats-Unis), 18-21 Octobre 2009, 7p.

Auteur(s) : A.LECOINTRE, A.BERTHE, D.DRAGOMIRESCU, J.TURBERT, R.PLANA

- Medium access control layer for wireless sensor networks based on impulse radio ultra wide band (09429)

International Conference on Electronics Computers and Artificial Intelligence (ECAI 2009), Pitesti (Roumanie), 3-5 Juillet 2009, 4p. Rapport LAAS N°09429

Auteur(s) : A.BERTHE, A.LECOINTRE, D.DRAGOMIRESCU, R.PLANA

- Simulation platform for wireless sensor networks based on impulse radio ultra wide band (08725) Rapport LAAS N°08725

The Eighth International Conference on Networks (ICN 2009), Gosier (France), 1-6 Mars 2009, pp.62-66

Auteur(s) : A.BERTHE, A.LECOINTRE, D.DRAGOMIRESCU, R.PLANA

Conférences nationales sans actes:

- Plateforme de Simulation de Réseaux Locaux et Personnels sans fil: Intégration des Couches MAC-PHYs.

Journée de l'école doctorale GEET-2011.

Auteur : A. BERTHE