



HAL
open science

Développement de réseaux de capteurs de nouvelle génération pour la surveillance de structures aéronautiques

Florian Perget

► **To cite this version:**

Florian Perget. Développement de réseaux de capteurs de nouvelle génération pour la surveillance de structures aéronautiques. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INSA de Toulouse, 2014. Français. NNT : 2014ISAT0035 . tel-01204872

HAL Id: tel-01204872

<https://theses.hal.science/tel-01204872>

Submitted on 24 Sep 2015

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

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



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par : *l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA de Toulouse)*

Présentée et soutenue le 15/12/2014 par :
Florian PERGET

Développement de réseaux de capteurs sans-fil de nouvelle génération
pour la surveillance de structures aéronautiques

JURY

PHILIPPE OWEZARSKI
YANN DEVAL
DOMINIQUE HOUZET
DANIELA DRAGOMIRESCU
JACQUES TURBERT

Directeur de Recherche
Professeur d'Université
Professeur d'Université
Professeur d'Université
Ingénieur DGA

Président du Jury
Rapporteur
Rapporteur
Membre du Jury
Membre du Jury

École doctorale et spécialité :

GEET : Micro et Nanosystèmes

Unité de Recherche :

Laboratoire d'Architecture et d'Analyse des Systèmes (UPR 8001)

Directeur de Thèse :

Daniela Dragomirescu

Rapporteurs :

Yann Deval et Dominique Houzet

Florian Perget : *Développement de réseaux de capteurs sans fil de nouvelle génération pour la surveillance de structures aéronautiques*, Novembre 2014

Comme c'est le caractère des grands esprits de faire entendre en peu de paroles beaucoup de choses, les petits esprits au contraire ont le don de beaucoup parler, et de ne rien dire.

Réflexions ou Sentences et Maximes Morales, 1665
François de La Rochefoucauld, 1613 – 1680

ABSTRACT

Wireless Sensor Networks (WSN) is an emerging technology which allows deploying wireless communicating autonomous heterogeneous sensors. This monitoring capability paves the way for new innovative applications or breakthrough evolution of existing ones. WSN have started to change the industry and our daily lives. Their communication, energy, miniaturization and cost requirements can not be met by evolutions of current technologies but will require new innovations.

Among health, environment, industrial and military applications for WSN, one of the most revolutionary is Structural Health Monitoring (SHM). SHM is the art of monitoring anything which can wear, break down or be damaged. It is of utmost importance in safety sensitive domains such as the transport and construction industries. By placing sensors in carefully chosen locations, SHM will allow failure prediction, cost reduction and improved performance of bridges, planes, building or engines.

The tens to thousand of sensors and the huge amount of data generated places a strong burden on the wireless communication of the nodes, which can not be satisfied with today's technology. This work presents the design and implementation work such a wireless communication system.

Following a presentation of the context and requirement of this work, a general description of the SHM system is given. A specific highly energy efficient physical layer based on Impulse-Radio UltraWide Band (IR-UWB) has been designed. The complete IR-UWB transmitter and receiver are detailed, including the energy-efficiency optimized channel coding. A specific Medium Access Control (MAC) layer allowing a large number of communicating nodes based on reconfigurable Time Division Multiple Access (TDMA) was designed. Several prototypes of this system have been implemented to prove feasibility and performance. These implementations employ advanced energy consumption reduction and reconfigurability techniques to answer WSN communication challenges. An ASIC implementation simulation has demonstrated hundred of megabits per second data rate at state of the art energy efficiency.

RÉSUMÉ EN FRANÇAIS

Les réseaux de capteurs sans-fil sont une nouvelle technologie qui permet de déployer des capteurs hétérogènes et de les faire communiquer sans fil et de façon autonome. Cette capacité nouvelle à surveiller ou instrumenter le monde qui nous entoure ouvre la voie à de nouvelles applications innovantes ou à une évolution majeure d'applications déjà existantes. D'une dizaine de nœuds à plusieurs milliers, les réseaux de capteurs sans fil commencent à conquérir le monde industriel et notre vie quotidienne. Leurs besoins en communication, gestion, génération et

stockage de l'énergie, miniaturisation et réduction des coûts ne nécessitent pas seulement de perfectionner les technologies actuelles, mais bien d'en inventer de nouvelles.

Parmi toutes les applications révolutionnaires des réseaux de capteurs sans fil comme dans les domaines de la santé, de l'environnement, de l'industrie et du militaire, l'une des applications les plus transformatrices est la surveillance de structure. La surveillance de structure est l'art de surveiller tout ce qui peut s'abîmer, s'user ou tomber en panne. Elle est particulièrement importante dans les domaines des transports et du bâtiment, étant donné que la sécurité des personnes est en jeu. En plaçant aux endroits stratégiques des capteurs sans-fil, il sera possible de prévoir et de prévenir la défaillance d'un pont, l'usure d'un avion ou d'un train ou la déformation d'un bâtiment. La surveillance de structure permet de prévenir les pannes et les défaillances, de réduire les coûts de maintenance et d'améliorer les performances. C'est un processus complexe qui implique plusieurs technologies : des capteurs, la transmission de l'information et l'analyse des données. La nature (accéléromètre, gyroscope, jauge de contrainte, température, pression, fuite, givre, etc. . .), la position ainsi que le nombre de capteurs sont dictés et dépendants des besoins de l'analyse de la structure qui doit être effectuée.

De ce fait, afin d'offrir une couverture suffisante de la structure de l'appareil avec plusieurs centaines voire plusieurs milliers de capteurs que leur localisation rendra difficile d'accès, les contraintes imposées au système de transmission de données sans fil, , nécessitent des nouvelles innovations en matière d'efficacité énergétique et de performance de communication. Ce travail s'intéresse à la conception et à l'implémentation d'un système de transmission de données dans un réseau de capteurs sans-fil.

Après une présentation des exigences du système de surveillance de structure aéronautique, l'architecture générale du système de surveillance est décrite. Une couche physique spécifique à haute efficacité énergétique basée sur l'Impulse-Radio UltraWide Band a été conçue. Les designs complets de l'émetteur et du récepteur IR-UWB sont présentés ainsi que l'optimisation du codage canal par rapport à la consommation énergétique. Une couche MAC spécifique permettant un nombre important de nœuds et une efficacité énergétique élevée basée sur du TDMA reconfigurable a été conçue. Plusieurs prototypes ont été implémentés pour valider la conception et démontrer les performances. Ces implémentations utilisent des techniques avancées d'optimisation de la consommation énergétique et de reconfigurabilité afin de répondre aux exigences des réseaux de capteurs sans-fil. Des simulations ASIC permettent également de prévoir que ce système permettra de supporter des débits applicatifs de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en permettant à plusieurs dizaines de nœuds de communiquer. Les performances énergétiques de ce système de communication sont aujourd'hui à l'état de l'art. Enfin, cette technologie de communication sans-fil a été intégrée dans un système complet de deux nœuds capteurs et d'un routeur dans un démonstrateur FPGA.

PUBLICATIONS

Certains travaux présentés ici sont déjà parus dans les publications suivantes :

RÉCOMPENSES

- T. Beluch, F. Perget, J. Henaut, « **Software Defined Radio Student Design Contest** », *IEEE Microwave Theory and Techniques (MTT) section, IEEE International Microwave Symposium (IMS) 2012*, Baltimore MD, USA.
- T. Beluch, F. Perget, J. Henaut, « **Software Defined Radio Student Design Contest** », *IEEE Microwave Theory and Techniques (MTT) section, IEEE International Microwave Symposium (IMS) 2012*, Baltimore MD, USA.
- T. Beluch, F. Perget, J. Henaut, « **Software Defined Radio Student Design Contest** », *IEEE Microwave Theory and Techniques (MTT) section, IEEE International Microwave Symposium (IMS) 2012*, Baltimore MD, USA.

JOURNAUX

- T. Beluch, F. Perget, J. Henaut, D. Dragomirescu, and R. Plana, « **Mostly Digital Wireless UltraWide Band Communication Architecture for Software Defined Radio** », *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 13, no. 1, pp. 132–138, Feb. 2012.

CONFÉRENCES

- J. Henaut, D. Dragomirescu, F. Perget, and R. Plana, « **Validation of the MB-OFDM Modulation for High Data Rate WSN for Satellite Ground Testing** », in *2010 Fifth International Conference on Systems (ICONS)*, 2010, pp. 41–46.
- T. Beluch, D. Dragomirescu, F. Perget, and R. Plana, « **Cross-Layered Synchronization Protocol for Wireless Sensor Networks** », in *Networks (ICN), 2010 Ninth International Conference on*, 2010, pp. 167–172.
- D. Dragomirescu, F. Camps, A. Thain, F. Perget, A. Lecointre, A. Berthe, R. Plana « **Simulation Platform for UWB Impulse Radio Wireless Sensor Networks for aeronautic applications** », *Structural Health Monitoring, 6th International Workshop on*, 2011
- F. Perget, D. Dragomirescu, M. Jacob, T. Kurner, C. Vaucher, and R. Plana, « **Performance Evaluation of Beamforming Solutions for mmWave Wireless Systems** », in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011)*, 2011 IEEE, 2011, pp. 1–5.
- D. Dragomirescu, F. Perget, F. Camps, R. Plana, A. De Luca, F. Udrea, « **Energy Efficient Wireless Sensor Network Architecture for Aircraft Structure Health Monitoring : from sensor to data collect** », *Structural Health Monitoring, 9th International Workshop on*, 2013
- F. Perget, D. Dragomirescu, « **Energy efficient M2M communications for aerospace monitoring applications** », *Communications (ICC), 2013 IEEE International Conference on*, pp.474,478, 9-13 June 2013

REMERCIEMENTS

Parce qu'aucun Homme n'est une île [26], je tiens à adresser mes plus profonds et sincères remerciements aux personnes suivantes pour leur soutien, leur amitié et leur aide qui ont donné tout son sens à cette entreprise qu'est le doctorat :

à Daniela Dragomirescu, pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche, pour m'avoir fourni un environnement de travail aussi stimulant et enrichissant et pour ses contributions à l'accomplissement de ce travail ;

aux membres du jury et plus particulièrement aux rapporteurs pour leurs retours et le temps qu'ils m'ont consacré

à la Direction Générale de l'Armement, et plus particulièrement à Jacques Turbert pour avoir financé mes travaux et l'intérêt qu'ils y ont porté

à tous les partenaires industriels et académiques avec lesquels j'ai pu collaborer, et plus particulièrement Cicero Vaucher de NXP ;

à Aubin Lecointre, Vincent Puyal, Mariano Ercoli, Julien Henaut, Frank Chebila, Mikael Kraemer, Frédéric Camps et Fermin Esperza pour leur aide précieuse dans mon travail ;

à Thomas, Denis Carvin et Guillaume Kremer,
à Ronan,
pour leur soutien indéfectible

à Mamie,
à Mémé,
à Marlène, Rémi, Vincent, Romain, Paul, Marie et Lucie
à Pierre, Anne, Laurent, Vera,
à Marie, Thomas et Bastien,
parce que la famille c'est ce qu'il y a de plus précieux

à Moustache, parce qu'il n'y a pas de plus fidèle compagnon pour les longues nuits de travail

à mes parents pour l'amour sans limites dont ils m'ont entouré et l'éducation qu'ils m'ont donnée. Pour m'avoir poussé et encouragé à vivre mes passions et mes rêves

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION	19
1 INTRODUCTION AUX RÉSEAUX DE CAPTEURS SANS-FIL POUR LA SURVEILLANCE DE STRUCTURES	21
1.1 Applications pour les réseaux de capteurs sans-fil	21
1.1.1 Villes intelligentes	21
1.1.2 Environnement intelligent	22
1.1.3 Domotique et Compteurs intelligents	22
1.1.4 Sécurité et urgences	23
1.1.5 Distribution et logistique	23
1.1.6 Contrôle industriel	23
1.1.7 Agriculture intelligente	23
1.1.8 e-Santé	24
1.1.9 Surveillance de structure	24
1.2 Communications sans-fil pour les réseaux de capteurs	26
1.3 Couches physiques pour les réseaux de capteurs sans-fil	26
1.3.1 Bande étroite	26
1.3.2 Modulations à étalement de spectre	28
1.3.3 Orthogonal Frequency Division Multiplexing	29
1.3.4 Impulse Radio - Ultra Wide Band	30
1.3.5 Smart antenna, beamforming et MIMO	30
1.4 Codes correcteur d'erreur - codage canal	31
1.4.1 Codes Reed-Solomon	33
1.4.2 Codes convolutifs	34
1.4.3 Codes Low Density Parity Check	35
1.4.4 Turbo codes	35
1.5 Couches MAC pour les réseaux de capteurs sans-fil	35
1.6 Couche réseau pour les réseaux de capteurs sans-fil	38
1.6.1 Découverte de route	38
1.6.2 Opération du protocole	40
1.6.3 Organisation du réseau	40
1.7 Standards pour les réseaux de capteurs sans-fil	41
1.7.1 IEEE 802.15.4	41
1.7.2 ZigBee	42
1.7.3 WirelessHART	43
1.7.4 6LoWPAN	43
1.7.5 DASH7	44
Conclusion	44
2 ARCHITECTURE DU RÉSEAU DE CAPTEURS	45
2.1 Architecture du système	45
2.2 Exigences et dimensionnement du nœud de réseau de capteurs	48
2.2.1 Communications sans-fil	48

2.2.2	Reconfigurabilité	49
2.2.3	Gestion des données	49
2.2.4	Choix de la bande de fréquence	49
2.3	Ébauche du nœud communicant	51
	Conclusion	53
3	CONCEPTION DE LA COUCHE PHYSIQUE	55
3.1	Introduction aux communications sans-fil	55
3.1.1	Capacité d'un canal sans-fil	55
3.1.2	Propagation, fading et rapport signal à bruit	57
3.1.3	Notes sur la sensibilité de réception	60
3.2	Dimensionnement de la modulation IR-UWB	60
3.2.1	Bande passante utilisée	61
3.2.2	Résolution temporelle et débit maximum	62
3.3	Émetteur IR-UWB	62
3.4	Récepteur IR-UWB	63
3.5	Codage canal	68
3.5.1	Méthodologie	68
3.5.2	Éfficacité énergétique des codes correcteurs Reed-Solomon	69
3.5.3	Éfficacité énergétique des codes convolutifs	71
3.5.4	Selection du codage canal	72
	Conclusion	73
4	CONCEPTION COUCHE MAC	75
4.1	Contrôle d'accès au médium	75
4.1.1	Algorithmes avec contention	75
4.1.2	Algorithmes sans contention	78
4.1.3	Choix de l'algorithme de contrôle d'accès	79
4.2	Acquittement des données - Contrôle d'intégrité	80
4.2.1	Contrôle de l'intégrité	80
4.2.2	Acquittement des données	80
4.3	Blocs fonctionnels	81
4.3.1	Contrôleur de réseau	82
4.3.2	Contrôleur d'accès au canal	82
4.3.3	Contrôleur de flux	82
4.3.4	Interface système	82
4.3.5	Synchronisation et localisation	82
4.3.6	Interface couche MAC - couche physique	83
	Conclusion	84
5	IMPLÉMENTATIONS ET TESTS	85
5.1	Gestion et implémentation de la reconfigurabilité dans un circuit numérique	85
5.1.1	Canaux	85
5.1.2	Service Access Points	86
5.1.3	Mémoire de paquet	87
5.2	Implémentation de la couche physique	88
5.2.1	FEC	88

5.2.2	Synchronisation et localisation	90
5.3	Implémentation MAC	92
5.4	Maquettes & Prototypes	93
5.4.1	Présentation de la maquette FPGA	93
5.4.2	Performance et efficacité énergétique d'un prototype ASIC	95
5.5	Maquette du réseau de capteurs sans-fil	98
5.5.1	Intégration capteur Cambridge	98
5.5.2	Tête RF	100
	Conclusion	102
	CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES	103
A	PLATEFORME FPGA REDRAPIDS M365	105
A.1	Architecture générale	105
B	PROTOCOLE DE COMMUNICATION FPGA-PC	107
B.1	Architecture générale	107
B.2	Endpoint PCIExpress pour FPGA	107
B.3	Pilote PCIExpress en mode noyau	108
C	PRÉ-PROCESSEUR WSNCOMPILER ET BIBLIOTHÈQUE WSNLIB POUR VHDL	109
C.1	Liste des fonctions de la librairie WSNlib	109
c.1.1	Channels	109
c.1.2	Service Access Points	109
c.1.3	Pack/Unpack	110
	BIBLIOGRAPHIE	113

TABLE DES FIGURES

FIGURE 1.1	Viaduc de Millau	24
FIGURE 1.2	Systèmes actuels de réseau de capteurs aéronautiques	25
FIGURE 1.3	Airbus A400M dont les ailes sont recouvertes par des capteurs	25
FIGURE 1.4	Vue schématique des couches d'un nœud de réseau de capteurs	27
FIGURE 1.5	Diagramme de constellation et signal temporel d'une modulation d'amplitude	28
FIGURE 1.6	Diagramme de constellation et signal temporel d'une modulation d'amplitude en quadrature	28
FIGURE 1.7	Diagramme de constellation et signal temporel d'une modulation de phase	29
FIGURE 1.8	Diagramme de constellation et signal temporel d'une modulation de fréquence	29
FIGURE 1.9	Diagramme de constellation et signal temporel d'une modulation IR-UWB	30
FIGURE 1.10	Principe de fonctionnement du MIMO	31
FIGURE 1.11	Exemple de diagramme de rayonnement d'antenne intelligente grossier pour le beamforming	32
FIGURE 1.12	Exemple de diagramme de rayonnement fin	32
FIGURE 1.13	Principe de fonctionnement du codage canal	32
FIGURE 1.14	Le problème du terminal caché et le problème du terminal exposé	36
FIGURE 1.15	Classification des algorithmes de routage pour un réseau de capteurs sans-fil	39
FIGURE 2.1	Architecture générale du système de surveillance de structure	45
FIGURE 2.2	Architecture de réseau de type « cluster tree »	46
FIGURE 2.3	Architecture de réseau de type « cluster tree » amélioré	47
FIGURE 2.4	Schéma bloc du nœud communicant	52
FIGURE 3.1	Variations de la capacité du canal en fonction de la puissance reçue avec différentes bandes passantes	56
FIGURE 3.2	Évolution de la capacité du canal en fonction de la bande passante utilisée pour différentes puissances de signal reçues	57
FIGURE 3.3	Pertes de propagation en espace libre en fonction de la distance pour différentes fréquences	59
FIGURE 3.4	Zones de Fresnel et multi-trajet	60
FIGURE 3.5	Signal temporel d'une modulation IR-UWB BPSK	61
FIGURE 3.6	Schéma bloc de l'émetteur IR-UWB	63
FIGURE 3.7	Signal IR-UWB BPSK en réception	64
FIGURE 3.8	Schéma bloc simplifié d'un récepteur IR-UWB	64
FIGURE 3.9	Schéma bloc du récepteur IR-UWB BPSK	65

FIGURE 3.10	Schéma bloc d'un décodeur rake	67
FIGURE 3.11	Taux d'erreur paquet en fonction du taux d'erreurs bit	69
FIGURE 3.12	Schéma bloc de l'implémentation du décodeur Reed-Solomon	70
FIGURE 3.13	Consommation d'un encodeur et d'un décodeur Reed-Solomon hard et soft pour différentes valeurs de m, n et k en techno- logie CMOS 32 nm	71
FIGURE 3.14	Consommation d'un encodeur et d'un décodeur Reed-Solomon hard et soft pour différentes valeurs de m, n et k en techno- logie CMOS 90 nm	71
FIGURE 3.15	Consommation d'un décodeur Viterbi hard et soft pour dif- férentes longueurs de contrainte en technologie CMOS 32 nm	73
FIGURE 3.16	Consommation d'un décodeur Viterbi hard et soft pour dif- férentes longueurs de contrainte en technologie CMOS 90 nm	73
FIGURE 4.1	Taux de collision en fonction du trafic et du nombre de nœuds	76
FIGURE 4.2	Taux d'utilisation du réseau	77
FIGURE 4.3	Schéma type d'une trame TDMA	78
FIGURE 4.4	Architecture du réseau possible grâce à la MAC choisie	79
FIGURE 4.5	Architecture de la couche MAC	81
FIGURE 4.6	Chronogramme de l'écriture d'un paquet et son envoi	83
FIGURE 4.7	Chronogramme de la réception d'un paquet et sa lecture . . .	83
FIGURE 5.1	Schéma bloc d'un couple de canaux permettant l'échange bidirectionnel de messages	86
FIGURE 5.2	Chronogramme d'un échange de message sur un canal	86
FIGURE 5.3	Utilisation typique d'un Service Access Point	87
FIGURE 5.4	Schéma bloc du composant mémoire de paquet	87
FIGURE 5.5	Exemple d'utilisation du bloc mémoire dans l'implémenta- tion de la couche PHY	88
FIGURE 5.6	Encodeur convolutif parallèle conçu	89
FIGURE 5.7	Encodeur convolutif classique pour un code taux $\frac{1}{2}$ de contrainte 4 et codes générateurs 1011 et 1101	90
FIGURE 5.8	Comparaison des implémentations de synchronisation	91
FIGURE 5.9	Nouveau principe de synchronisation	92
FIGURE 5.10	Carte des adresses de l'interface MAC-PHY	93
FIGURE 5.11	Prototype FPGA et tête RF 5-10 GHz	94
FIGURE 5.12	Architecture de la tête RF du prototype FPGA (émission) . . .	94
FIGURE 5.13	Architecture de la tête RF du prototype FPGA (réception) . . .	95
FIGURE 5.14	Capteur de flux d'air de l'Université de Cambridge	98
FIGURE 5.15	Schéma électrique de la carte capteur	99
FIGURE 5.16	Photographies de la carte capteur	99
FIGURE 5.17	Carte ADC faible bruit	99
FIGURE 5.18	Architecture de la tête RF	100
FIGURE 5.19	Photographie de la tête RF	100
FIGURE A.1	Photo de la carte FPGA RedRapids	105
FIGURE A.2	Architecture d'une carte RedRapids m365	106
FIGURE B.1	Architecture générale communication FPGA-PC	107

FIGURE B.2	Architecture FPGA pour la communication PCI Express . . .	108
FIGURE B.3	Architecture du pilote PCI Express WSNTeamMote	108

LISTE DES TABLEAUX

TABLE 1.1	Liste des codes convolutifs optimaux pour $k=\{3, 5, 7, 9\}$. . .	34
TABLE 1.2	Caractéristiques principales des couches physiques IEEE 802.15.4	43
TABLE 2.1	Bilan de liaison dans la bande 0 GHz-1 GHz	50
TABLE 2.2	Bilan de liaison dans la bande 3 GHz-10 GHz	51
TABLE 2.3	Bilan de liaison dans la bande 60 GHz	51
TABLE 3.1	Consommation en μW d'un décodeur Reed-Solomon hard et soft pour différentes valeurs de m , n et k en technologie CMOS 32 nm	70
TABLE 3.2	Consommation en μW d'un décodeur Reed-Solomon hard et soft pour différentes valeurs de m , n et k en technologie CMOS 90 nm	70
TABLE 3.3	Consommation en μW d'un décodeur Viterbi hard et soft pour différentes longueurs de contrainte en technologie CMOS 32 nm	72
TABLE 3.4	Consommation en μW d'un décodeur Viterbi hard et soft pour différentes longueurs de contrainte en technologie CMOS 90 nm	72
TABLE 4.1	Efficacité maximale des MAC avec contention	78
TABLE 5.1	Caractéristiques de la tête radiofréquence du prototype FPGA	95
TABLE 5.2	Éfficacité énergétique de différents systèmes de communication sans-fil	97
TABLE 5.3	Performance de la tête RF	101

LISTINGS

Listing C.1	Exemple d'utilisation des macros Channel	110
Listing C.2	Exemple d'utilisation des macros Service Access Point . . .	111
Listing C.3	Exemple d'utilisation de la macro pack/unpack	112
Listing C.4	Signature des fonction pack_field et unpack_field	112

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADC	Analog to Digital Converter
CRC	Cyclic Redondancy Check
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
DAC	Digital to Analog Converter
ECC	Error Correcting Code
FEC	Forward Error Correction
FSK	Frequency Shift Keying
IoT	Internet of Things
IR-UWB	Impulse Radio - Ultra Wide Band
MAC	Medium Access Control
MANET	Mobile Ad-Hoc NETwork
MIMO	Multiple Input Multiple Output
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PHY	PHYSical layer
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RS	Reed-Solomon
SHM	Structural Health Monitoring
SIP	System In Package
SOC	System In Package
SOC	System On Chip
TDMA	Time Division Multiple Access
UWB	Ultra Wide Band
WSN	Wireless Sensor Networks

INTRODUCTION

L'apparition de moyens de communication nouveaux, plus rapides, plus efficaces, plus miniaturisés a toujours transformé le monde. Depuis le télégraphe de Chappe, jusqu'aux satellites de télécommunications, en passant par le téléphone, chacune de ces évolutions a bouleversé le monde d'alors en rapprochant les Hommes. Aujourd'hui, de nouvelles avancées technologiques permettent d'imaginer une nouvelle révolution, dans laquelle non seulement les Hommes, mais aussi les machines communiqueront entre eux. C'est l'Internet des Objets, ou Internet Of Things en anglais. Imaginez votre machine à café qui demande à votre réveil à quelle heure préparer votre dose de caféine matinale ; votre frigo préparant la liste de courses en fonction de ce que votre cuisine a préparé comme menu ; votre salle de bain qui analyse votre santé et demande à votre frigo de modifier le menu pour vous faire perdre quelques kilos ou vous proposer un programme d'exercice ; votre téléphone analysant votre humeur à votre voix qui enjoint votre téléviseur de vous proposer votre émission préférée pour vous détendre. En attendant cette révolution, on peut toutefois noter une transformation en marche, celle des réseaux de capteurs sans-fil.

Les réseaux de capteurs sans-fil sont une nouvelle technologie qui permet de déployer des capteurs hétérogènes et de les faire communiquer sans fil et de façon autonome. Cette capacité nouvelle à surveiller ou instrumenter le monde qui nous entoure ouvre la voie à de nouvelles applications innovantes ou à une évolution majeure d'applications déjà existantes. Les réseaux de capteurs sans-fil sont même, lorsqu'ils sont dotés d'actionneurs et donc de la capacité d'agir, les prémisses de ce que l'on appelle les systèmes cyberphysiques. D'une dizaine de nœuds à plusieurs milliers, les réseaux de capteurs sans fil commencent à conquérir le monde industriel et notre vie quotidienne. Ils ne pourront transformer le monde qui nous entoure sans un saut quantique dans les technologies qu'ils mettent en œuvre. Leurs besoins en communication, gestion, génération et stockage de l'énergie, miniaturisation et réduction des coûts ne nécessitent pas seulement de perfectionner les technologies actuelles, mais bien d'en inventer de nouvelles. Parmi toutes les applications révolutionnaires des réseaux de capteurs sans fil comme dans les domaines de la santé, de l'environnement, de l'industrie et du militaire, l'une des applications les plus transformatrices est la surveillance de structure.

La surveillance de structure est l'art de surveiller tout ce qui peut s'abîmer, s'user ou tomber en panne. Elle est particulièrement importante dans les domaines des transports et du bâtiment, étant donné que la sécurité des personnes est en jeu. En plaçant aux endroits stratégiques des capteurs sans-fil, il sera possible de prévoir et de prévenir la défaillance d'un pont, l'usure d'un avion ou d'un train ou la déformation d'un bâtiment. La surveillance de structure permet de prévenir les pannes

et les défaillances, de réduire les coûts de maintenance et d'améliorer les performances d'un objet ou d'un appareil. C'est un processus complexe qui implique plusieurs technologies : des capteurs, la transmission de l'information et l'analyse des données. La nature (accéléromètre, gyroscope, jauge de contrainte, température, pression, fuite, givre, etc.), la position ainsi que le nombre de capteurs sont dictés et dépendants des besoins de l'analyse de la structure qui doit être effectuée. Une analyse plus fine et plus précise permet de prévoir avec plus de précision la maintenance ou les défaillances. De ce fait, afin d'offrir une couverture suffisante de la structure de l'appareil avec plusieurs centaines voire plusieurs milliers de capteurs que leur localisation rendra difficiles d'accès, les contraintes imposées au système de transmission de données sans-fil nécessitent de nouvelles innovations en matière d'efficacité énergétique et de performance de communication.

Ce travail s'intéresse à la conception et l'implémentation d'un système transmission de données dans un réseau de capteurs sans-fil. Ce manuscrit est divisé en cinq chapitres. Dans le **premier chapitre**, l'état de l'art des réseaux de capteurs sans-fil est présenté. Sont abordés notamment les couches physiques pour communications sans-fil, y compris le codage canal. Le **deuxième chapitre** présente le contexte de ces travaux. Après une présentation des exigences du système de surveillance de structure aéronautique, l'architecture générale du système de surveillance est décrite. Enfin, une première ébauche du nœud communicant est réalisée. Dans le **troisième chapitre** est décrite la démarche scientifique qui a permis de concevoir la couche physique spécifique. En s'appuyant sur la théorie de l'information et les lois physiques qui régissent les communications sans-fil, nous avons sélectionné la meilleure solution de modulation pour notre application qui est l'Impulse-Radio UltraWide Band. Les designs complets de l'émetteur et du récepteur IR-UWB sont présentés ainsi que le choix de codage canal. Dans le **quatrième chapitre**, nous nous intéressons à la conception de la couche MAC. Les différents algorithmes de contrôle d'accès au médium sont comparés et évalués par rapport aux contraintes de notre application. Les choix de conception effectués sont détaillés. Pour finir, les différents blocs fonctionnels sont présentés. Enfin, le **cinquième chapitre** présente les différents prototypes implémentés pour valider la conception. Tout d'abord, les solutions innovantes utilisées pour résoudre les problèmes d'implémentation sont évoquées. Ensuite, les différentes maquettes réalisées pour démontrer le fonctionnement du système sont présentées. Enfin, les performances de ces dernières sont comparées à l'état de l'art.

INTRODUCTION AUX RÉSEAUX DE CAPTEURS SANS-FIL POUR LA SURVEILLANCE DE STRUCTURES

Les réseaux de capteurs sans-fil sont une nouvelle technologie qui permet de déployer des capteurs hétérogènes et de les faire communiquer sans fil et de façon autonome. Cette capacité nouvelle à surveiller ou instrumenter le monde qui nous entoure ouvre la voie à de nouvelles applications innovantes ou à une évolution majeure d'applications déjà existantes. Dans ce chapitre, nous nous intéressons tout d'abord à ces applications nouvelles ou transformées grâce aux réseaux de capteurs sans-fil. Ensuite, nous nous intéressons aux technologies de communication sans-fil : d'abord aux couches physiques et codage canal, puis aux couches MAC et enfin aux couches réseaux. Enfin, nous détaillerons les standards qui sont les plus adaptés aux réseaux de capteurs sans-fil.

1.1 APPLICATIONS POUR LES RÉSEAUX DE CAPTEURS SANS-FIL

1.1.1 *Villes intelligentes*

- Smart Parking : surveillance des places de parking disponibles dans une ville et surveillance du respect des zones de stationnement limité (zones bleues, zones payantes)
- Surveillance de structure sur un monument, un bâtiment, un ouvrage d'art (pont, tunnel) : contrôle des vibrations, des déformations, de l'humidité, du vent
- Surveillance de la pollution sonore (terrasses de bar et restaurant, boîtes de nuit)
- Mesure des niveaux de radiation électromagnétique pour contrôler la puissance des réseaux cellulaires et WiFi publics
- Gestion du trafic : savoir quand ou comment et pourquoi se forment les bouchons de trafic pour réguler la circulation des voitures, des piétons et des transports en commun.
- Éclairage intelligent : faire varier l'éclairage urbain en fonction de la météo, de la présence de piétons ou de véhicules
- Ordures intelligentes : surveiller le remplissage des conteneurs de poubelles ou de recyclage pour optimiser les trajets de collecte
- Autoroutes intelligentes : surveillance des bouchons, de la météo et des accidents pour ralentir le trafic en amont et proposer des itinéraires de remplacement

1.1.2 *Environnement intelligent*

- Détection et prévention des incendies de forêt : détection des gaz de combustion et détection des conditions favorables aux départs de feu pour définir des zones d'alertes
- Pollution de l'air : contrôle des émissions de gaz nocifs émis par les usines, les transports et les activités agricoles
- Enneigement : surveillance de l'épaisseur et de l'état du manteau neigeux pour améliorer les pistes de ski et prévenir les avalanches
- Glissement de terrain : prévention des risques de glissement de terrain en détectant les précipitations, l'humidité, les vibrations et la densité des sols
- Tremblements de terre : détection rapide des tremblements de terre pour alerter les populations, prévenir les répliques et organiser les secours
- Qualité de l'eau : surveillance des pollutions de l'eau avant et après usage par l'homme
- Inondations : Surveillance des précipitations et du niveau des rivières, fleuves, lacs et barrages pour prévoir et éviter les inondations.

1.1.3 *Domotique et Compteurs intelligents*

- Grille intelligente : adaptation de la consommation aux conditions de production (version améliorée des heures pleines/heures creuses). Développement des nouvelles sources d'énergie dont la production est plus variable ou plus difficilement prévisible (solaire, éolien). Intégration de nouveaux modes de consommation
- Compteurs intelligents : permettre au consommateur de maîtriser sa consommation en lui présentant les usages les plus consommateurs pour l'électricité ou l'eau
- Citernes : mesure du niveau des citernes d'eau, de gaz, de produits pétroliers
- Eau : Mesure du débit et de la pression d'eau dans les circuits de distribution
- Fuites : détection et localisation des fuites d'eau dans les conduits ou les réservoirs. Détection des variations de pression le long des conduites.
- Photovoltaïque et éolien : contrôle de la production des champs éoliens et solaires pour optimiser la production
- Thermostat intelligent : un thermostat qui sait quand vous êtes chez vous, quand vous rentrez du travail, quand vous partez en vacances, quand vous dormez
- Allumage et extinction automatique des appareils électroménagers
- Alarmes intelligentes avec détection d'intrusion et détection des fausses alertes (animaux de compagnie)

1.1.4 *Sécurité et urgences*

- Contrôle d'accès : détection de présence et contrôle d'accès dans les zones à accès restreint. Cette application permet aussi de remplacer les champs de mine par des systèmes de détection plus intelligents qui ne tuent pas des enfants et des civils.
- Nucléaire : Surveillance des niveaux de radiation autour des sites nucléaires pour détecter les fuites. Il est aussi possible de surveiller l'évolution de la radioactivité à la suite de catastrophes comme Tchernobyl ou Fukushima sans avoir à y envoyer des êtres humains.
- Préventions des risques liées au stockage de matières dangereuses
- Détection de liquides : protection des équipements et marchandises sensibles par détection de liquide dans les centres de données et les entrepôts
- Détection d'explosifs : détections des gaz dangereux et des fuites dans les sites industriels dangereux, les usines chimiques et les mines.

1.1.5 *Distribution et logistique*

- Chaîne du froid : contrôle de la chaîne du froid pour les produits réfrigérés
- Traçabilité : contrôle de la traçabilité de l'origine des produits
- Achats intelligents : proposer les produits les plus adaptés aux habitudes, goûts, préférences, allergies ou des dates d'expiration non dépassées aux consommateurs
- Gestion des stocks : optimisation de la gestion des stocks en favorisant la rotation des produits en fonction de leur date limite d'utilisation ou de consommation, du nombre de produits encore en stock dans les rayons
- Surveillance des conditions de transport des aliments périssables ou fragiles.
- Scellé électronique pour les douanes
- Localisation d'éléments individuels dans les entrepôts
- Suivi d'expédition en temps réel de produits sensibles ou onéreux

1.1.6 *Contrôle industriel*

- Détection automatique de pannes
- Surveillance de la qualité de l'air et des niveaux de produits toxiques dans les usines
- Détection de fuites de gaz dangereux

1.1.7 *Agriculture intelligente*

- Surveillance de la santé des animaux d'élevage
- Surveillance des conditions de culture pour optimiser les rendements
- Irrigation plus intelligente et plus économe grâce à la surveillance de l'humidité des sols

- Mesure de quantités de gaz émis par les élevages

1.1.8 *e-Santé*

- Détection de chute pour personnes âgées ou à mobilité réduite
- Surveillance de la santé des sportifs (activité, nutrition, constantes vitales)
- Surveillance de l'exposition aux rayons UV ou aux radiations ionisantes

1.1.9 *Surveillance de structure*

La surveillance de structure est le domaine d'application visé par ces travaux de thèse. Nous allons donc nous y intéresser plus en détail. Le SHM est le fait d'utiliser les informations fournies par des capteurs intégrés à la structure pour prévenir les pannes, les défaillances et optimiser la maintenance. Selon , les différentes étapes des applications de surveillance de structure sont :

- la détection d'un évènement
- l'identification dans le temps et l'espace
- la quantification de l'évènement
- la décision d'action corrective ou préventive à apporter

L'intérêt de la surveillance de structure est d'être semi-intelligent, et donc de pouvoir gérer toutes ces étapes de façon autonome, sans intervention humaine régulière, ce qui imposerait des arrêts de fonctionnement et un coût important.

La surveillance de structure est déjà régulièrement employée dans les ouvrages d'art de génie civil, en raison de leur exposition à la météo et aux catastrophes naturelles, de leur durée de vie longue et de l'implication de vies humaines. Certains systèmes avancés de surveillance de structure ont déjà été déployés et sont en cours d'exploitation, par exemple sur le Viaduc de Millau (cf. figure 1.1).



FIGURE 1.1 – Viaduc de Millau

Des centaines d'accéléromètres et de jauges de contraintes sont intégrés au bâti pour surveiller les contraintes subies par les différentes parties de l'ouvrage (ex : vent, soleil, poids des véhicules). La surveillance de structure est aussi à rapprocher du contrôle et du test non destructif. En effet, en aéronautique particulièrement, les contraintes règlementaires en matière de prévention des pannes et des défaillances obligent à inspecter régulièrement les avions. Afin de minimiser les coûts, des techniques ont été développées pour analyser les pièces in situ (ex : test au liquide

fluorescent, courants de Foucault) et modéliser le vieillissement et l'impact sur la sécurité des événements de SHM.



(a) Système utilisé par Airbus



(b) Système utilisé par Boeing

FIGURE 1.2 – Systèmes actuels de réseau de capteurs aéronautiques

Les systèmes de surveillance de structure et de test actuellement utilisés dans le monde aéronautique sont tous des systèmes filaires dont l'installation est coûteuse en temps et dont les performances sont limitées par le poids et l'encombrement des câbles.



FIGURE 1.3 – Airbus A400M dont les ailes sont recouvertes par des capteurs

1.2 COMMUNICATIONS SANS-FIL POUR LES RÉSEAUX DE CAPTEURS

Le défi principal associé aux réseaux de capteurs est la transmission sans-fil d'information par un grand nombre de nœuds aux ressources limitées, que ce soit en énergie, en puissance de calcul, en taille, ou en connectivité avec son environnement. Cette section explore les solutions déjà existantes et proposées pour résoudre ces problèmes.

Tout d'abord, afin de mieux situer les différentes solutions que nous allons étudier, intéressons-nous à l'architecture d'un nœud de réseau de capteur telle que représentée dans la figure 1.4.

Les données sont générées par des capteurs, puis la couche de routage décide vers quel(s) nœud(s) les envoyer ensuite. Par la suite, la couche MAC encapsule les données, puis les passe à la couche physique qui module l'information. Le signal électrique est ensuite translaté en fréquence radio par la tête Radio-Fréquence. Le signal est ensuite transmis par un ou plusieurs nœuds, mais le traitement est similaire. Lorsque la tête RF reçoit un signal, elle le mélange avec un signal radiofréquence pour le retranslater vers la bande de base, puis la couche physique démodule et corrige le signal. Ensuite la couche MAC vérifie l'intégrité du message mais aussi que celui-ci lui est adressé. Enfin, la couche réseau transmet les données à la couche applicative si elles sont arrivées à destination, ou bien transfère celles-ci vers le nœud suivant. Dans le cas où elles sont arrivées à destination, les données peuvent être stockées et/ou traitées.

1.3 COUCHES PHYSIQUES POUR LES RÉSEAUX DE CAPTEURS SANS-FIL

De très nombreuses couches physiques pour réseaux sans-fil ont été imaginées pour répondre à des besoins et à des contraintes variées. Historiquement, les premières modulations numériques utilisées ont été les modulations à bande étroite, puisqu'elles sont dérivées des modulations analogiques. C'est à celles-ci que nous nous intéresserons dans un premier temps. Ensuite, nous verrons les autres modulations numériques, à étalement de spectre, OFDM et pour finir les modulations impulsionnelles.

1.3.1 Bande étroite

La modulation la plus simple est la modulation d'amplitude, si l'on transmet un signal sinusoïdal comme $s(t) = A \cdot \cos(2\pi ft)$, en faisant varier A on peut transmettre de l'information comme sur la figure 1.5.

Afin d'augmenter encore le débit, il est possible de superposer le signal modulé en $\cos(t)$ avec un signal modulé en $\sin(t) = \cos(t + \frac{\pi}{2})$. Puisque $\cos(\frac{\pi}{2}) = 0$, il est possible de séparer les deux signaux en réception pour récupérer l'information. Avec une modulation d'amplitude, on obtient une modulation d'amplitude en quadrature, comme sur la figure 1.6.

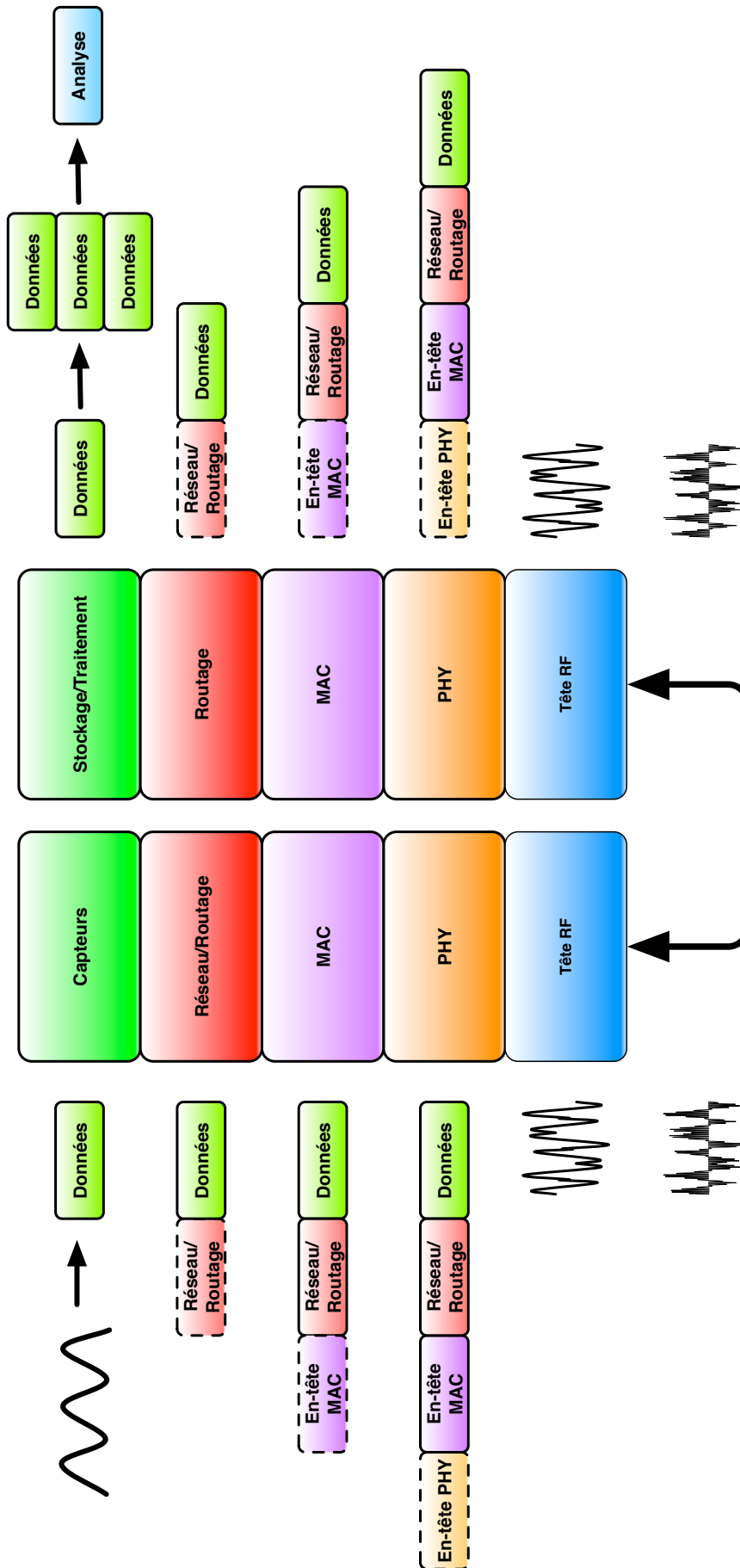


FIGURE 1.4 – Vue schématique des couches d'un nœud de réseau de capteurs

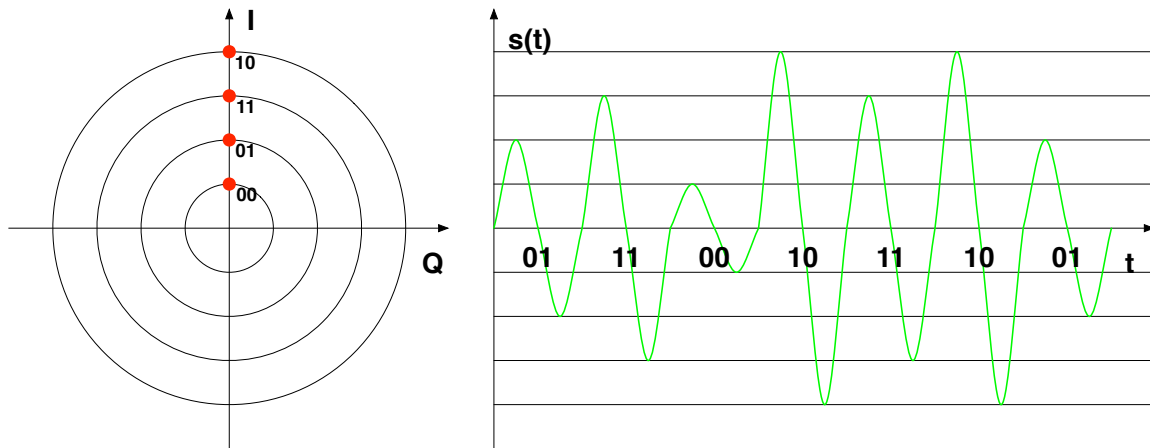


FIGURE 1.5 – Diagramme de constellation et signal temporel d'une modulation d'amplitude

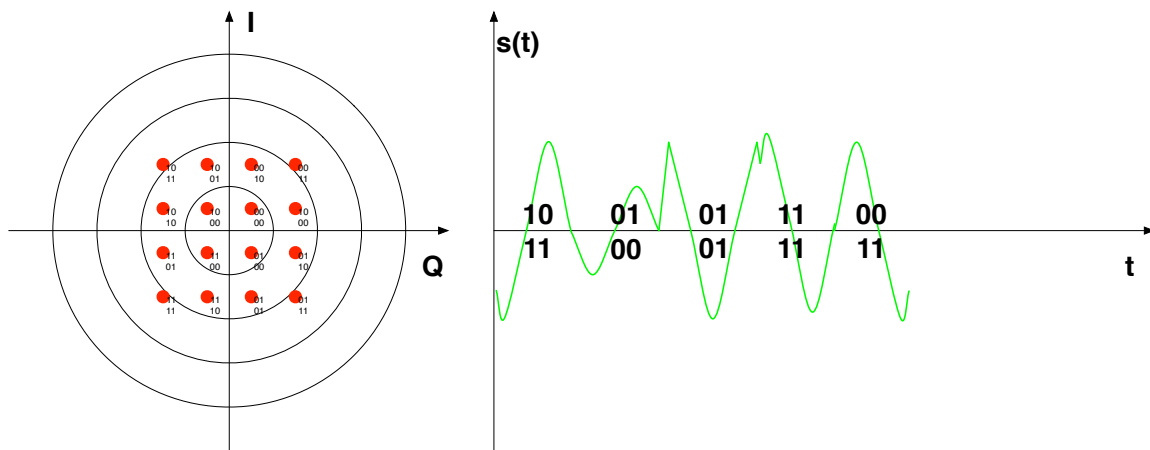


FIGURE 1.6 – Diagramme de constellation et signal temporel d'une modulation d'amplitude en quadrature

On peut remarquer que la distance entre les points de la constellation est réduite et qu'ils sont donc plus difficiles à distinguer.

Il est aussi possible de transmettre de l'information en modifiant la phase du signal tel que $s(t) = A \cos(2\pi ft + \phi(t))$, comme sur la figure 1.7.

Il est également possible d'étendre ce concept et d'encoder l'information dans la fréquence de la sinusoïdale transmise. Le signal est alors tel que $s(t) = A \cos(2\pi f(t)t)$, comme sur la figure 1.8.

1.3.2 Modulations à étalement de spectre

Les modulations en bande étroite ont permis de satisfaire les besoins en débit des réseaux sans-fil jusqu'à l'explosion de la mobilité. En effet, le besoin croissant en débit des appareils mobiles et des réseaux sans fil fixe ont poussé à chercher de nouvelles solutions pour transmettre plus d'informations. Les modulations à large

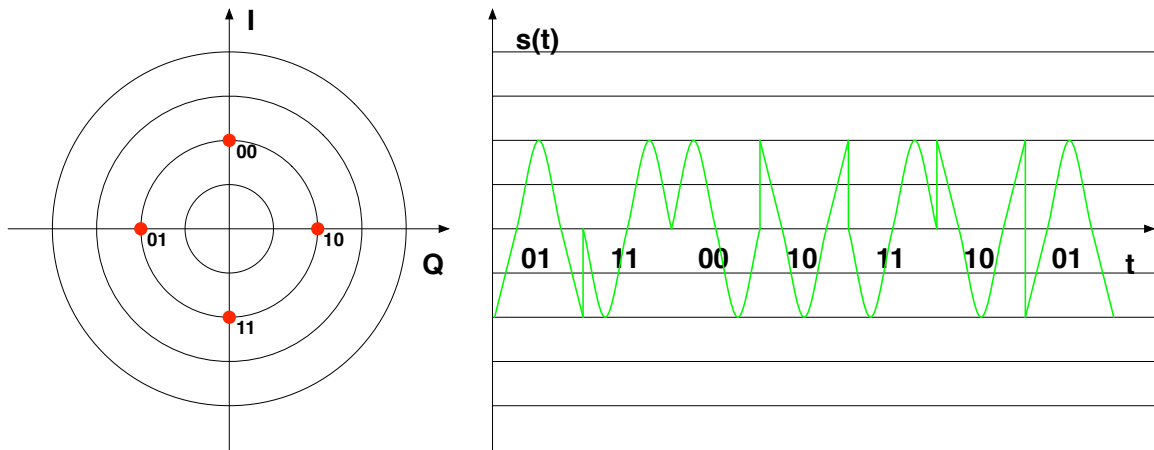


FIGURE 1.7 – Diagramme de constellation et signal temporel d'une modulation de phase

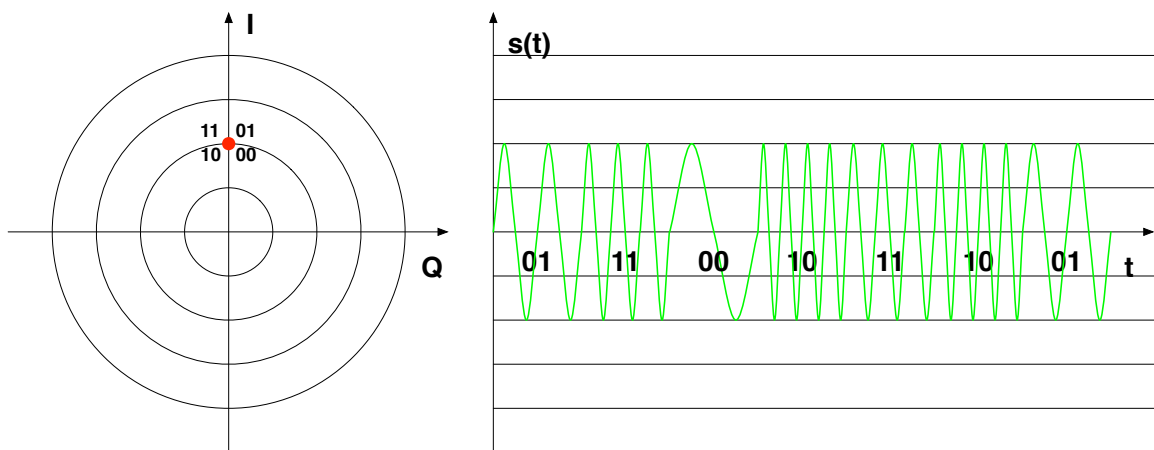


FIGURE 1.8 – Diagramme de constellation et signal temporel d'une modulation de fréquence

bande utilisent une partie plus large du spectre pour transmettre plus d'informations à la fois. L'étalement de spectre a deux objectifs principaux pour augmenter le débit. Premièrement, l'étalement de spectre permet d'étaler la puissance du signal électromagnétique rayonné sur un plus large spectre et donc de satisfaire les exigences réglementaires en la matière. Deuxièmement, l'étalement de spectre offre une meilleure protection contre les phénomènes de fading qui s'intensifient avec les temps symboles nécessairement réduits d'une modulation de plus grand débit.

1.3.3 *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

Pour augmenter encore les débits, l'utilisation de plus de spectre à la fois a encore été approfondie. Une technologie développée pour utiliser un canal très large bande est appelée Orthogonal Frequency Division Multiplexing. Le canal est divisé en sous-canaux plus étroits et adjacents, chacun d'eux transportant une partie de l'information. Il en résulte plusieurs avantages. Premièrement, chaque

sous-canal n'ayant qu'une partie de l'information à transporter, le temps symbole peut être plus grand et donc les problèmes d'interférences intersymboles sont réduits. Deuxièmement, chaque sous-canal ayant une bande passante comparable à celle d'une modulation bande étroite, le canal de propagation peut être considéré comme étroit sur ce canal, évitant donc les problèmes de déformation du signal observés sur les canaux très large bande.

1.3.4 *Impulse Radio - Ultra Wide Band*

Une autre solution pour utiliser un canal très large bande est l'Impulse Radio Ultra Wide Band, c'est à dire l'utilisation d'un large spectre grâce à l'utilisation d'impulsions de très courte durée. Jusqu'alors utilisé pour les applications type radar [104], l'IR-UWB est un changement radical dans la manière de transmettre de l'information. Au lieu de moduler un signal sinusoïdal continu, une impulsion gaussienne est utilisée comme représentée sur la figure 1.9.

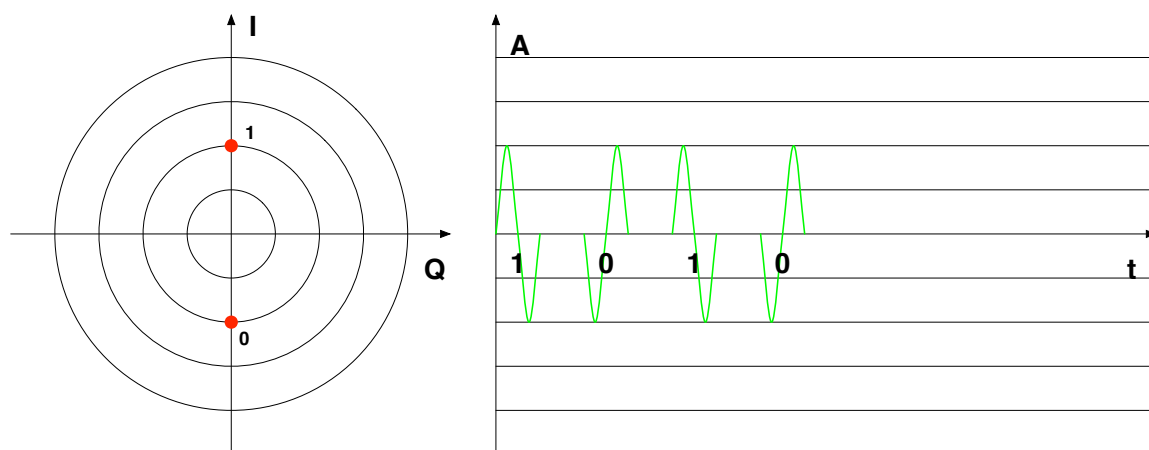


FIGURE 1.9 – Diagramme de constellation et signal temporel d'une modulation IR-UWB

1.3.5 *Smart antenna, beamforming et MIMO*

Afin de résoudre ce dilemme, il est possible d'augmenter artificiellement le gain des d'antennes d'émission et de réception grâce aux antennes intelligentes, aussi appelé beamforming. En combinant dynamiquement le signal reçu par plusieurs antennes judicieusement disposées, on peut modifier dynamiquement le diagramme de rayonnement du système d'antennes afin de diriger l'énergie émise vers une direction particulière, ou encore favoriser la réception de l'énergie provenant d'une direction spatiale particulière. Deux approches en particulier sont intéressantes, le MIMO et le codebook beamforming.

1.3.5.1 MIMO

Afin d'augmenter la capacité d'un canal, il est possible d'utiliser plusieurs antennes de concert dans un même système. C'est ce qu'on appelle le Multiple Input Multiple Output ou MIMO comme présenté sur la figure 1.10. Dans ce cas, si le nœud A possède N antennes et le nœud B en possède M on peut exprimer la capacité du canal avec l'équation 1.1, où I est la matrice identité, H la matrice du canal, Q la covariance du signal et T l'opérateur transposé. En supposant que l'on peut connaître parfaitement l'état du canal, c'est à dire les valeurs de h_{ij} pour toutes les valeurs de $0 < i \leq N$ et $0 < j \leq M$, la capacité du canal est multipliée par $\min(N, M)$. En pratique, il est impossible de connaître parfaitement l'état du canal et donc la covariance est inférieure à 1. Le MIMO ne permet donc pas d'augmenter autant les performances et consomme autant d'énergie que trois transmetteurs séparés mais à l'avantage de n'utiliser qu'une seule bande de spectre.

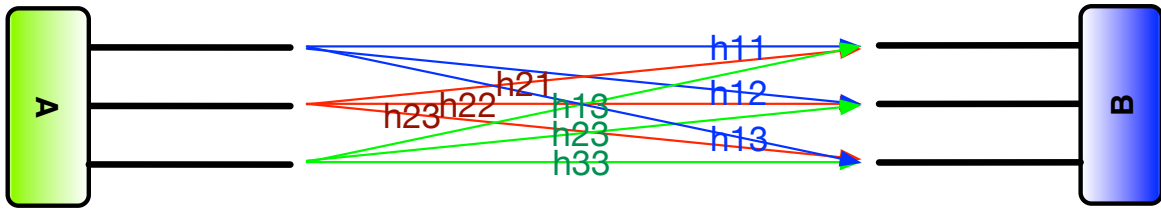


FIGURE 1.10 – Principe de fonctionnement du MIMO

$$C = \log_2 \left(\det \left(I + \frac{S}{N} H Q H^T \right) \right) \quad (1.1)$$

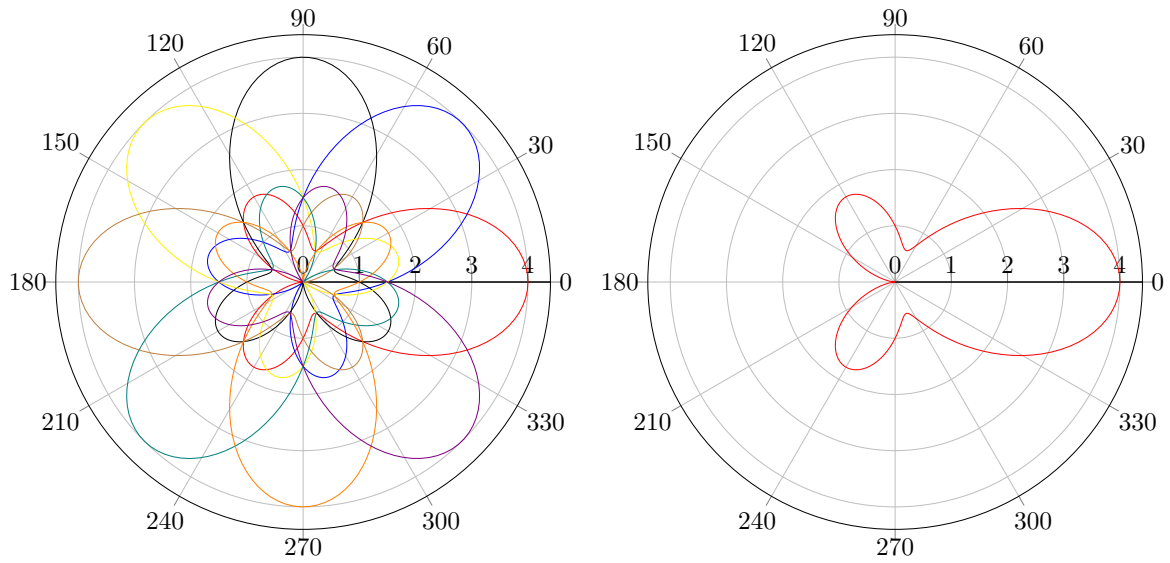
1.3.5.2 Codebook beamforming

Une autre approche consiste à n'utiliser qu'une seule bande de base, mais à combiner le signal de plusieurs antennes avec des décalages de phase variable, qui, en créant des interférences constructives et destructives, permettent de modifier le diagramme de rayonnement combiné. La méthode du codebook beamforming comme décrit dans [101] permet de n'utiliser qu'une seule bande de base. En combinant les antennes on peut créer des faisceaux focalisés sur un angle large (figure 1.11) pour balayer rapidement l'espace ou des faisceaux plus fins (figure 1.12) mais avec plus de gain. Cette technologie nécessite cependant de multiplier les antennes ce qui augmente la taille physique du système antennes, ce qui ne viole pas les limites physiques de performances des antennes [21, 37].

1.4 CODES CORRECTEUR D'ERREUR - CODAGE CANAL

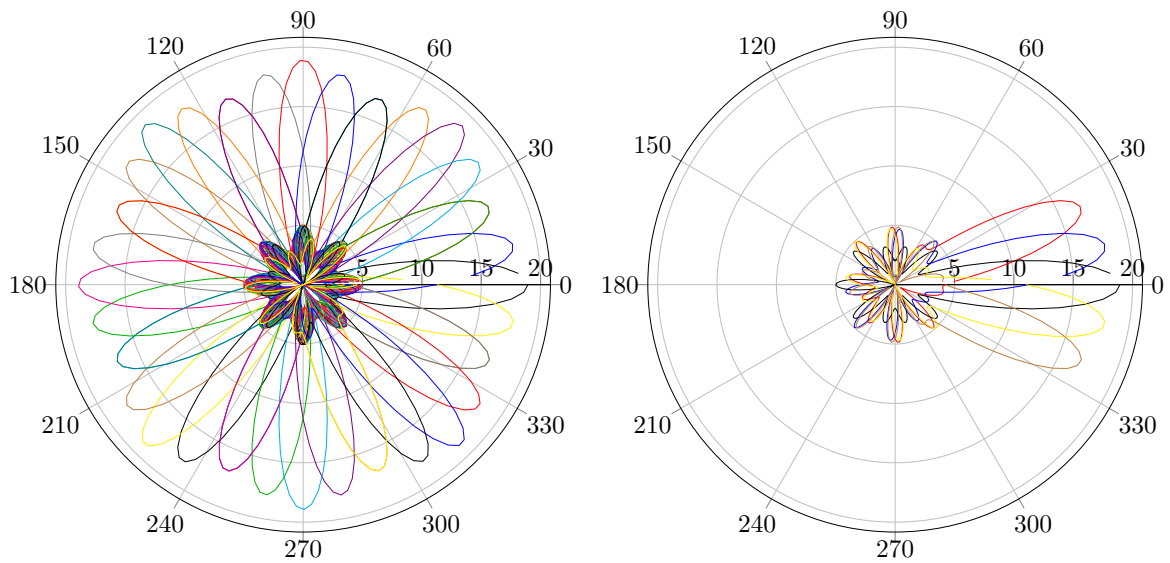
Le principe de fonctionnement d'un code correcteur d'erreur est de rajouter une information redondante avec les données qui permette de reconstituer le message original en cas d'erreur de démodulation (voir figure 1.13).

Un grand nombre de codes différents ont été inventés, mais on peut les classer en deux grandes familles : les codes blocs et les codes convolutifs. Les codes blocs



(a) Ensemble de diagrammes de rayonnement grossier (b) Exemple de diagramme de rayonnement grossier isolé

FIGURE 1.11 – Exemple de diagramme de rayonnement d’antenne intelligente grossier pour le beamforming



(a) Ensemble de diagrammes de rayonnement fin (b) Diagrammes de rayonnement fin correspondant à un faisceau grossier

FIGURE 1.12 – Exemple de diagramme de rayonnement fin

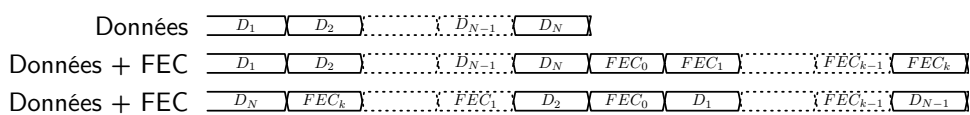


FIGURE 1.13 – Principe de fonctionnement du codage canal

travaillent sur des blocs de taille finie alors que les codes convolutifs utilisent un flux continu de bits. Nous allons commencer par explorer les codes blocs les plus répandus, les codes de Reed-Solomon. Ensuite nous verrons les codes convolutifs.

1.4.1 Codes Reed-Solomon

Les codes de Reed-Solomon utilisent la propriété algébrique des polynômes qui implique que deux polynômes de degré inférieur à k ne peuvent se couper qu'en $k - 1$ points au maximum. Ainsi, un bloc Reed-Solomon construit comme un polynôme de degré k dont n points sont utilisés comme symboles, chaque symbole étant composé de m bits, sera différent d'un autre construit de la même façon au minimum de $n - k + 1$ points. Lors du décodage, il est donc possible de reconstruire le polynôme original si au moins $k + \frac{n-k}{2}$ points sont valides.

Un message peut être encodé en le multipliant avec un polynôme générateur dont la forme générale est décrite dans l'équation 1.2, et dont les racines sont $\alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{n-k}$.

$$g(x) = \prod_{i=0}^{n-k-1} (x - \alpha^i) \quad (1.2)$$

Il existe plusieurs algorithmes de décodage pour les codes de Reed-Solomon

DÉCODEUR THÉORIQUE DE REED ET SOLOMON Reed et Solomon ont proposé dans leur article [84] un décodeur théorique qui examine toutes les combinaisons de k symboles parmi les n symboles reçus. Pour chaque combinaison, le décodeur reconstitue un polynôme du message. In fine, le polynôme de message le plus rencontré est sélectionné pour reconstituer le message d'origine. Le nombre minimal de symboles correctement reçus est donc k . Le problème de ce décodeur est que le nombre de combinaisons augmente trop rapidement pour qu'un code RS, même de taille raisonnable, soit décodable avec cet algorithme. En effet, pour un code de taille $(255, 251)$ qui peut seulement corriger 2 symboles erronés, le nombre de combinaisons possibles est d'environ 172 millions.

DÉCODAGE PAR SYNDROME Peterson a proposé le premier algorithme de décodage réalisable en pratique [82]. Pour décoder un message, il faut d'abord calculer un syndrome c'est-à-dire une somme de contrôle pour vérifier s'il y a des erreurs. Pour cela, il faut comparer la séquence de symboles reçus avec les séquences possibles. Ensuite, si le syndrome n'est pas nul, il faut localiser les erreurs dans le message en utilisant l'algorithme de Chien. Enfin, on peut désormais corriger les erreurs et reconstituer le message original.

1.4.2 Codes convolutifs

Un code convolutif transforme un bit de donnée en plusieurs bits encodés. Pour renforcer le pouvoir de correction par rapport à une simple répétition, les bits encodés sont en fait une combinaison des k derniers bits de données. La première référence en matière de codes a été établie dans [64] en maximisant la distance libre entre deux symboles codés possibles. Depuis, certains de ces codes ont encore été améliorés dans [32] en maximisant le taux d'erreur moyen par code et non la distance maximale. À partir de ces deux références, une liste des codes optimaux pour les longueurs de contraintes 3, 5, 7 et 9 a été compilée dans la table 1.1. Ce sont ces codes qui seront utilisés par la suite pour déterminer la puissance de correction et la consommation.

k	Taux	g ₀	g ₁	g ₂	g ₃	d_{free}
3	1/2	5	7			5
	1/3	5	7	7		8
	1/4	5	7	7	7	10
5	1/2	27	19			7
	1/3	27	21	31		12
	1/4	21	23	33	31	16
7	1/2	121	91			10
	1/3	91	121	117		15
	1/4	91	121	101	91	20
9	1/2	491	369			12
	1/3	367	435	369		18
	1/4	501	441	331	315	24

TABLE 1.1 – Liste des codes convolutifs optimaux pour $k=\{3, 5, 7, 9\}$

1.4.2.1 Algorithmes de décodage

Pour décoder un message codé par codage convolutif, on utilise l'algorithme de Viterbi [100]. Cet algorithme trace toutes les combinaisons de symboles possibles et leur probabilité par rapport à la séquence de bits reçus. La séquence la plus probable est la séquence décodée et corrigée. Le défaut principal de l'algorithme de Viterbi est que le nombre de combinaisons possibles est égal à 2^k , avec k la longueur de contrainte du code. Ceci limite en pratique la longueur de contrainte décodable à 7 ou 9 bits.

1.4.3 Codes Low Density Parity Check

Les codes LDPC ont été inventés par Gallager en 1963 ([35]). Éclipsés par les codes Reed-Solomon plus facilement décodables, ils sont restés inutilisés jusqu'aux travaux de MacKay [73] en 1996 qui inventa une manière de construire des codes décodables plus facilement. Leur principal défaut est de nécessiter un traitement important pour le décodage et donc une consommation énergétique accrue.

1.4.4 Turbo codes

Afin de combiner les avantages de codes blocs et convolutifs, les turbo codes [13] associent les deux codes et utilisent un algorithme de décodage qui effectue un va-et-vient entre les deux décodeurs de code. Malgré leurs performances remarquables, ils nécessitent beaucoup d'énergie lors du décodage en raison de l'algorithme compliqué à mettre en œuvre.

1.5 COUCHES MAC POUR LES RÉSEAUX DE CAPTEURS SANS-FIL

Le rôle de la couche MAC est de réguler l'accès au média partagé entre plusieurs nœuds afin de répondre à certains critères de performances dépendants de l'application. Les critères traditionnels de performance sont :

- le délai de transmission
- le débit
- l'équité d'accès
- la faible surcharge protocolaire : la taille des en-têtes ajoutés par la couche MAC pour sa bonne opération doit être limitée pour ne pas gaspiller la bande passante disponible

Dans un réseau de capteurs en revanche, la consommation énergétique devient le critère principal de performance.

MACA/MACAW

Les lois physiques régissant la propagation des champs électromagnétiques dictent que, de façon générale, la puissance du champ diminue inversement par rapport à la distance. Il se peut donc, en fonction des conditions, que certains nœuds d'un réseau ne soient pas visibles par tous les autres nœuds, comme illustré dans la figure 1.14. Dans ce cas, le nœud A peut communiquer avec le nœud B mais pas avec le nœud C. Si les nœuds A et C envoient un message en même temps, la réception du nœud B sera brouillée. On appelle ce phénomène le problème du terminal caché.

Un problème similaire arrive avec l'algorithme CSMA/CA lorsque B envoie un message à A, et alors que la transmission est toujours en cours, C veut envoyer un message à D. Dans ce cas, C détecte une transmission en cours et retarde l'envoi du message vers D, gaspillant des ressources.

Pour résoudre ces deux problèmes, le mécanisme « Ready To Send/Clear To Send »

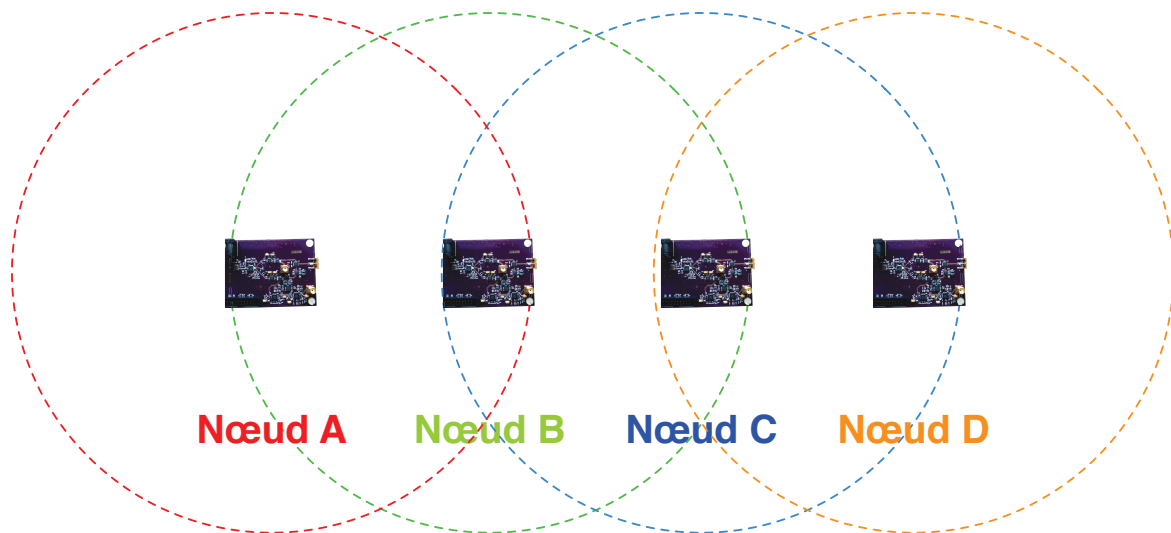


FIGURE 1.14 – Le problème du terminal caché et le problème du terminal exposé

a été proposé dans l'algorithme MACA [57]. Afin de prévenir les collisions dues à un terminal caché, A, qui veut envoyer un message à B, envoie un court message RTS contenant la taille du message à émettre pour demander l'autorisation d'émettre. Le récepteur désigné (B dans ce cas), répond avec un message CTS indiquant la taille du message attendu lorsque la transmission est possible. Tous les autres nœuds qui captent l'un ou l'autre des messages doivent cesser d'émettre jusqu'à ce que le temps d'envoyer le message de données soit écoulé. Parce que les nœuds attendent un temps aléatoire avant de retenter l'émission, il est toujours possible qu'une collision arrive. Pour détecter au plus vite la collision et réduire le délai de transmission, une extension de ce mécanisme a été proposée dans [14] avec l'algorithme MACAW. Après avoir correctement reçu le message de A, B envoie un acquittement de la bonne réception du message. Si A ne reçoit pas d'accusé de réception, il doit réessayer d'émettre son message.

MACAW a servi de base au protocole MAC utilisé dans IEEE 802.11 [47–50].

S-MAC

Sensor MAC (S-MAC) [108] conserve l'énergie en mettant en veille et en réveillant les nœuds de façon cyclique. Chaque nœud détermine son propre planning de sommeil/réveil et le transmet aux autres régulièrement avec un message SYNC. Quand un nœud veut communiquer avec un autre, il récupère son planning ou bien l'a déjà, puis attend qu'il se réveille pour communiquer avec lui à l'aide d'un CSMA/CA avec RTS/CTS.

T-MAC

La durée d'écoute de S-MAC est fixe, ce qui implique un gaspillage d'énergie si le trafic du réseau nécessite un temps plus court. Pour résoudre ce problème, avec T-MAC [24] les nœuds se réveillent selon le planning mais s'endorment lorsqu'ils n'ont détecté aucun trafic pendant un certain temps.

PMAC

Pattern MAC [110] cherche à réduire encore plus la consommation d'énergie en permettant aux nœuds de se mettre en veille le plus longtemps. Chaque nœud utilise un « pattern » (un motif) de la forme $00\dots001$ où le zéro indique le sommeil et le 1 indique le réveil. Au départ, tous les nœuds utilisent le pattern 1, puis, si le nœud et ses voisins n'ont pas de trafic, ils augmentent le nombre de 0 dans le motif. Dès que le nœud a du trafic à émettre ou du trafic à recevoir de ses voisins, il change son motif pour 1 afin de transmettre les messages le plus vite possible. Tous les nœuds s'échangent leurs motifs lors d'une période commune appelée « Pattern Exchange Time Frame » à l'aide d'un CSMA, et utilisent les motifs de leurs voisins pour déterminer leur prochain motif.

RMAC

Routing Enhanced MAC [27] utilise une méthode différente pour réduire la consommation énergétique. Comme S-MAC, les nœuds s'organisent en cycle avec un échange des plannings pendant une période SYNC. Par contre, R-MAC essaye d'optimiser le réveil des nœuds en fonction de la route prise par les données capteurs dans le réseau, afin de les transmettre en un seul cycle.

DMAC

Data Gathering MAC [72] est spécialement conçu pour les réseaux de capteurs dont la topologie est en forme d'arbre de données. Chaque nœud s'éveille pour la durée nécessaire à la réception d'un seul paquet et l'émission d'un seul paquet puis s'endort. Un nœud reçoit du niveau supérieur dans l'arbre et renvoie le paquet au niveau inférieur. Par conséquent les temps d'éveil sont décalés de la durée d'un paquet entre chaque niveau hiérarchique. Comme les nœuds d'un même niveau hiérarchique auront tendance à avoir des temps d'éveil synchronisés, des collisions entre nœuds de même niveau hiérarchique vont se produire.

WiseMAC

WiseMAC [29] s'attache à réduire la consommation des nœuds capteurs lorsqu'ils attendent un message venant de la station de base. Pour ce faire, avant d'envoyer tout message, la station de base émet un préambule dont la durée est

assez longue pour permettre à tous les nœuds capteurs de dormir régulièrement. Les nœuds capteurs eux, doivent sonder le canal avec une période légèrement inférieure à la durée du préambule. De cette manière, tous les nœuds sont éveillés lorsque le message est transmis, mais ils gardent la possibilité de se mettre en veille régulièrement. Par contre, un compromis doit être fait entre le temps de sommeil et la durée du préambule. De plus, les nœuds n'ont aucun moyen de savoir si le message annoncé par le préambule leur est destiné et gaspillent donc de l'énergie à rester éveillé.

RI-MAC

Avec Receiver Initiated MAC [99], c'est le récepteur d'un message qui initie la transmission. Un nœud qui a des données à envoyer reste éveillé et attend que le nœud de destination envoie un message balise annonçant qu'il est éveillé et prêt à recevoir. Le nœud émetteur envoie donc son message que le récepteur acquitte dans son message balise suivant. Lorsque le récepteur n'a pas reçu de paquet après un message balise, il retourne à l'état de veille. Avec RI-MAC, c'est aussi le récepteur qui est responsable de détecter les collisions et de coordonner les transmissions en transmettant dans le message balise une fenêtre de « backoff » en cas de collision pour décaler les transmissions des différents émetteurs. Bien que l'énergie gaspillée en restant en écoute pour rien soit presque nulle, les nœuds émetteurs perdent par contre beaucoup d'énergie à attendre le message balise du récepteur.

1.6 COUCHE RÉSEAU POUR LES RÉSEAUX DE CAPTEURS SANS-FIL

Pour finir, nous devons nous intéresser à la couche réseau et au routage. Bien qu'elle soit en dehors du cadre de ces travaux, il apparaît utile d'étudier le routage afin d'optimiser l'organisation du réseau. Nous allons utiliser la classification d'Al-Karaki et Kamal [5], représentée par la figure 1.15. Il existe trois types de classement : par découverte de route, par opération du protocole et par organisation du protocole. Un protocole peut être classé selon plusieurs types.

1.6.1 Découverte de route

Il existe trois façons de découvrir, partager et maintenir les routes au sein d'un réseau : réactif, proactif ou hybride.

1.6.1.1 Réactif

Les protocoles réactifs établissent les routes sur demande, au moment où la donnée doit être envoyée, comme par exemple Ad Hoc On-Demand Distance Vector

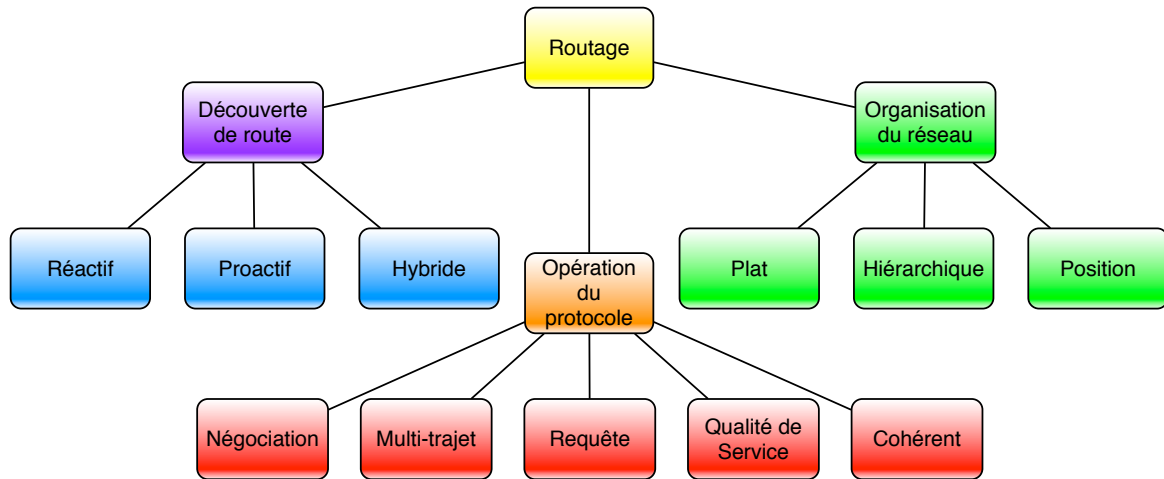


FIGURE 1.15 – Classification des algorithmes de routage pour un réseau de capteurs sans-fil

[80] ou Dynamic Source Routing [56]. Ils ont comme défaut d’avoir une latence élevée du fait du temps nécessaire pour établir la route avant de pouvoir envoyer les données.

1.6.1.2 Proactif

Pour diminuer cette latence, certains protocoles de routage établissent les routes de façon proactive, afin que la route des données soit déjà établie quand celles-ci doivent être envoyées. On peut citer en exemple Destination-Sequenced Distance Vector [81] ou Optimized Link State Routing [55]. Le défaut de ces protocoles de routage est de surcharger le réseau avec des transmissions pour établir des routes qui ne serviront potentiellement jamais.

1.6.1.3 Hybride

Une nouvelle classe de protocole de routage appelée hybride essaie de réconcilier les avantages des protocoles proactifs (délais réduits) et des protocoles réactifs (moins de surcharge). Le premier de ceux-ci est Zone Routing Protocol [38–40]. Il crée une zone de nœuds situés à moins de n sauts autour de chaque nœud. Dans chaque zone, un protocole de routage proactif est utilisé, Intra-zone Routing Protocol. Entre les zones, un protocole de routage réactif est utilisé, Inter-zone Routing Protocol.

Un autre de ces protocoles hybrides est Temporally-Ordered Routing Algorithm [23]. TORA crée un graphe acyclique orienté centré sur la destination. Afin d’éviter les boucles, les données ne peuvent se déplacer que vers un nœud de plus bas niveau dans le graphe.

1.6.2 *Opération du protocole*

Il est possible de classer les protocoles de routage selon la caractéristique du réseau qu'ils essaient d'optimiser.

1.6.2.1 *Négociation*

Ces protocoles sont basés sur l'échange de messages afin d'éliminer les transmissions redondantes par rapport à un protocole basé sur le « flooding » [42, 62].

1.6.2.2 *Multitrajet*

Les protocoles de routage multitrajet utilisent plusieurs trajets au lieu d'un seul afin de maximiser les performances du réseau et d'augmenter la résistance du réseau aux pannes [19, 28, 36, 67, 93]. Leur défaut majeur est d'augmenter la consommation d'énergie en raison du nombre plus élevé de messages échangés pour maintenir les routes supplémentaires.

1.6.2.3 *Requête*

Un protocole de routage par requête transmet une requête pour certaines données à travers le réseau et le (ou les) nœud(s) qui contient (contiennent) les données recherchées [15, 53].

1.6.2.4 *Qualité de service*

Les protocoles de routage basés sur la qualité de service essaient de balancer plusieurs métriques de la performance du réseau : énergie, délai, débit, etc. [41, 96].

1.6.2.5 *Cohérent*

Dans un protocole de routage non cohérent, chaque nœud traite ses données localement avant de les envoyer. Avec un protocole de routage cohérent, les nœuds capteurs effectuent un minimum de traitement localement (par exemple l'horodatage de données) avant de les envoyer à des nœuds spécialisés [96].

1.6.3 *Organisation du réseau*

Il est possible de classer les protocoles de routage selon leur manière de répartir les rôles entre les nœuds du réseau : tous les nœuds sur un même plan, création d'une hiérarchie entre les nœuds, ou organisation des nœuds par rapport à leurs positions relatives.

1.6.3.1 *Plat*

Certains protocoles de routage traitent tous les nœuds du réseau sur un même plan, et cherchent à optimiser le routage selon différentes stratégies (énergie, nombre de sauts, direction de l'information, etc. . .). Les principaux algorithmes de routage de ce type sont Sensor Protocols for Information via Negotiation [42, 62], Directed diffusion [53] ou Rumor routing [15], Minimum Cost Forwarding Algorithm [106], Gradient-based routing [91], Information-driven sensor querying and constrained anisotropic diffusion routing [22], COUGAR [105], ACQUIRE [88], Energy-Aware Routing [93] ou Routing protocols with random walks [92].

1.6.3.2 *Hiérarchique*

D'autres protocoles de routage organisent les nœuds du réseau de façon hiérarchique afin d'optimiser le routage. On peut citer en exemple LEACH [43], Power-Efficient Gathering in Sensor Information Systems [70, 89], Threshold-Sensitive Energy Efficient Protocols [75, 76], Small minimum energy communication network (MECN) [66, 86], Self-organizing protocol [98], Sensor aggregates routing [31], Virtual grid architecture routing [4, 6], Hierarchical power-aware routing [67] ou Two-Tier Data Dissemination [107].

1.6.3.3 *Position*

Enfin, afin de maximiser l'efficacité énergétique, certains protocoles utilisent la disposition géographique des nœuds pour améliorer l'efficacité énergétique du réseau, comme Geographic Adaptive Fidelity [103], Geographic and Energy Aware Routing [109], MFR, DIR, et GEDIR [97], The Greedy Other Adaptive Face Routing [61], SPAN [20] ou HECTOR [77].

1.7 STANDARDS POUR LES RÉSEAUX DE CAPTEURS SANS-FIL

Pour finir, nous explorerons les principaux standards applicables dans le contexte d'un réseau de capteurs. Ces standards mettant en pratique les théories et algorithmes présentés dans les sections précédentes. Leur étude permet d'analyser des cas concrets d'utilisation de réseaux de capteurs sans-fil. Nous allons étudier la liste des principaux standards utilisés aujourd'hui.

1.7.1 *IEEE 802.15.4*

Le standard le plus répandu est IEEE 802.15.4 [51] et ses dérivés. Conçu pour les réseaux personnels locaux sans-fil faible débit, de nombreuses implémentations commerciales sont déjà disponibles pour un faible coût. Le standard définit la couche physique et une couche MAC seulement. Les couches supérieures n'étant pas définies puisque dépendantes de l'application et de l'usage envisagé, ce standard a donné naissance à plusieurs extensions présentées dans les paragraphes

ci-après.

La couche MAC peut opérer selon deux modes : un mode dit « beacon » et un mode « non-beacon » :

- En mode non-beacon, tous les nœuds utilisent un algorithme CSMA/CA pour communiquer. Ce mode a l'avantage d'économiser l'énergie pour des nœuds avec un rapport cyclique d'activité très faible. Par contre, lorsque le nombre de nœuds et l'activité réseau augmentent, le nombre de collisions s'accroît, gaspillant de l'énergie.
- En mode beacon, un des nœuds opère comme coordinateur et synchronise les communications des autres nœuds en envoyant régulièrement une balise, c'est-à-dire un message contenant les allocations réservées de temps. Les autres nœuds sont alors sûrs de pouvoir envoyer leurs données dans leur créneau sans risque de collision. Tous les nœuds doivent se réveiller et écouter le signal balise régulièrement ce qui consomme de l'énergie.

La couche physique a subi plusieurs évolutions au fil des révisions du standard, voici ses principales caractéristiques :

- PHY O-QPSK Direct Sequence Spread Spectrum dans les bandes 780 MHz
- Trois bandes de fréquences disponibles : de 868 MHz à 868,6 MHz autorisée seulement en Europe avec trois canaux distincts ; de 902 MHz à 928 MHz autorisée seulement en Amérique du Nord, avec trente canaux distincts ; de 2,4 GHz à 2,4835 GHz autorisée partiellement ou entièrement partout dans le monde, avec seize canaux distincts.
- Une couche physique permet un débit maximal de 10 kbit.s⁻¹, 20 kbit.s⁻¹, 40 kbit.s⁻¹, 100 kbit.s⁻¹ ou 250 kbit.s⁻¹.

Le tableau 1.2 résume les principales caractéristiques de la couche physique du standard IEEE 802.15.4.

1.7.2 ZigBee

IEEE 802.15.4 a donné naissance à plusieurs standards pour les couches supérieures adaptées à différents usages. Le plus répandu d'entre eux est ZigBee [111, 112]. ZigBee définit une couche réseau et une couche applicative. La couche réseau permet d'organiser le réseau sous forme d'étoile, d'arbre ou de réseau maillé. Le routage utilisé est AODV (cf paragraphe 1.6.1.1). La couche applicative offre des services de transfert de données, de découverte du réseau et de service. Deux variantes différentes sont maintenant proposées ZigBee IP [114] pour les réseaux maillés et ZigBee RF4CE (Radio Frequency For Consumer Electronics) [113] pour les applications type télécommande radiofréquence (TV, éclairage, etc. . .).

Nom	Modulation	Bandes de fréquences supportés	Débits supportés
O-QPSK	Direct Sequence Spread Spectrum Offset-QPSK	780 MHz	250 kbit.s ⁻¹
		868 MHz 915 MHz	100 kbit.s ⁻¹ 250 kbit.s ⁻¹
		2450 MHz	250 kbit.s ⁻¹
BPSK	Direct Sequence Spread Spectrum BPSK	868 MHz 915 MHz	20 kbit.s ⁻¹ 40 kbit.s ⁻¹
		950 MHz	20 kbit.s ⁻¹
ASK	Parallel Sequence Spread Spectrum (ASK et BPSK)	868 MHz 915 MHz	20 kbit.s ⁻¹ 40 kbit.s ⁻¹
CSS	Chirp Spread Spectrum	2450 MHz	250 kbit.s ⁻¹ 1000 kbit.s ⁻¹
UWB	Burst Position Modulation et BPSK	3 GHz à 10 GHz	110 kbit.s ⁻¹ 850 kbit.s ⁻¹ 6810 kbit.s ⁻¹ 27240 kbit.s ⁻¹
MPSK	M-ary Phase Shift Keying	780 MHz	250 kbit.s ⁻¹
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying	950 MHz	100 kbit.s ⁻¹

TABLE 1.2 – Caractéristiques principales des couches physiques IEEE 802.15.4

1.7.3 *WirelessHART*

Basé sur IEEE 802.15.4, *WirelessHART* [46] est une adaptation sans-fil du protocole Highway Addressable Remote Transducer Protocol (HART), un protocole de réseau de capteurs filaires intelligents inventé dans les années 1980.

1.7.4 *6LoWPAN*

6LoWPAN qui veut dire « IPv6 over Low power Wireless Personal Area Networks » (IPv6 sur Réseaux Personnels Locaux Sans-fil) est le nom d'un groupe de travail de l'IETF dont le but est d'adapter les protocoles et usages de l'Internet pour les rendre compatibles avec l'Internet des objets. Leur premier document [90] décrit une vue d'ensemble des problèmes liés à l'utilisation d'IP sur les réseaux IEEE 802.15.4 :

- adapter les tailles de paquet : IPv6 requiert une taille de paquet maximum d'au moins 1280 octets alors que IEEE 802.15.4 a une taille de paquet standard de 127 octets [45, 63].
- résolution d'adresse : IPv6 utilise des adresses de 128 bits de façon hiérarchique, avec un préfixe de taille variable indiquant l'appartenance à un réseau.
- découverte : un service de découverte des nœuds voisins basé sur IPv6 pour satisfaire le caractère Ad-Hoc des réseaux de capteurs [17].

1.7.5 DASH7

DASH7 est un protocole pour réseaux de capteurs sans-fil bas débit, bas coût, d'une portée maximale de 2 km définit par un standard ISO [54]. La couche physique opère dans la bande de fréquence ISM 433 MHz et permet un débit maximal de 200 kbit.s⁻¹. Un autre aspect intéressant de ce standard est la possibilité de localiser les nœuds entre eux avec une résolution de l'ordre du mètre.

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons établi le contexte dans lequel ces travaux de thèse se placent. Afin de surveiller la structure d'un aéronef, un réseau de nœuds communicants sans-fil doit être déployé sur la structure de l'appareil. Chacun de ces nœuds possède des capteurs dont les informations doivent être analysées pour détecter une usure ou une défaillance de la structure. Un inventaire des technologies de communication sans-fil a été fait, des couches physiques aux couches réseaux en passant par les couches MAC.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous attacher à concevoir l'architecture générale du réseau de capteur sans-fil en fonction des besoins et des contraintes qui sont dictés par l'application visée.

ARCHITECTURE DU RÉSEAU DE CAPTEURS

La surveillance de structure est un processus complexe qui implique plusieurs sous-systèmes :

- Un ensemble de capteurs pouvant être d'un ou de plusieurs types (accéléromètre, gyroscope, jauge de contrainte, température, pression, fuite, givre, etc.). La nature et la position de ces capteurs sont dictées par les besoins de l'analyse qui sera faite de leur données.
- Un système de transmission de l'information, filaire ou non.
- Un système de stockage et d'analyse de données.

Ce chapitre a pour objectif de permettre de situer les principales contributions de ce travail dans le contexte qu'est la surveillance de structure aéronautique.

2.1 ARCHITECTURE DU SYSTÈME

L'architecture générale du système est présentée dans la figure 2.1. Un réseau de capteurs sans-fil est installé sur la structure de l'appareil. Celui-ci couvre toute la surface et la structure de l'avion. Il collecte différents types de données en fonction de la localisation des capteurs.

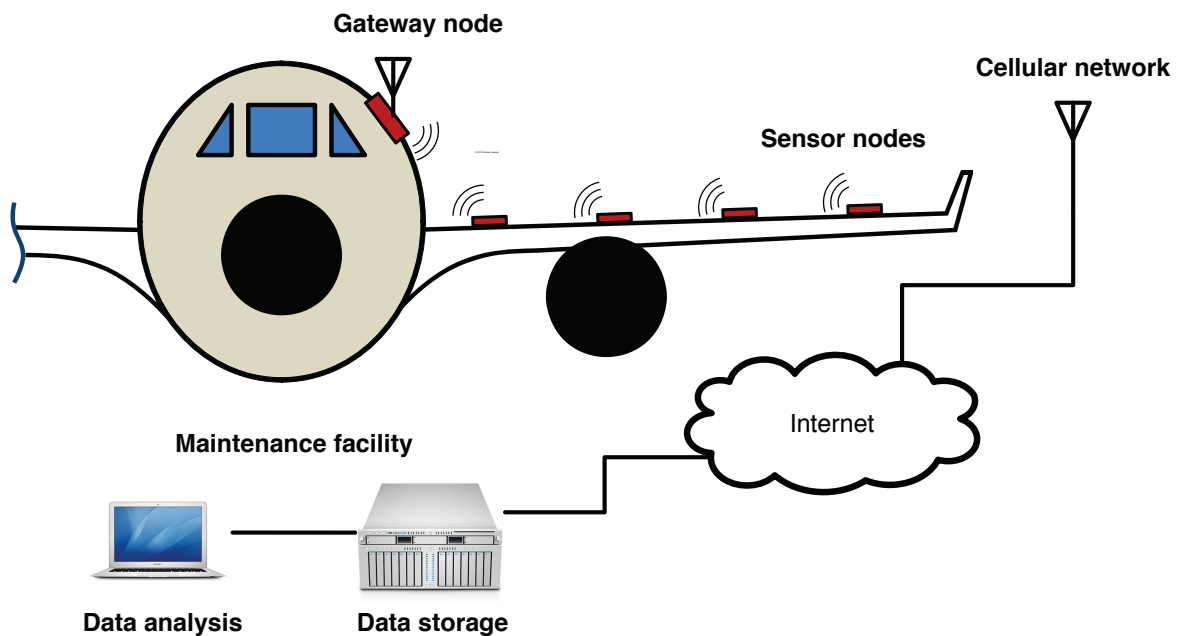


FIGURE 2.1 – Architecture générale du système de surveillance de structure

Par exemple, les capteurs situés sur la structure de l'appareil vont mesurer, grâce à des jauges de contraintes par exemple, les efforts sur celle-ci ainsi que la fatigue des matériaux. Par ailleurs, des capteurs situés par exemple sur les ailes peuvent

mesurer la pression, la température et les flux d'air afin de détecter une anomalie aérodynamique. Enfin, des capteurs situés autour et dans les nacelles moteurs peuvent recueillir, grâce à des capteurs de gaz, de liquide, de température et de pression, des informations sur le fonctionnement du moteur, son vieillissement, ou encore détecter des fuites ou une pollution anormale.

Toutes ces données sont transmises sans-fil jusqu'à un nœud spécial appelé nœud passerelle qui stocke temporairement ces données. Ce nœud est situé dans l'appareil à un endroit où une source d'énergie est disponible, car il doit gérer les données de tous les nœuds capteurs. Quand l'avion vole au-dessus d'une zone couverte par un réseau de communication, le nœud passerelle relaie les données à un centre de stockage et d'analyse situé chez le constructeur ou l'opérateur de l'avion, et ce au travers d'un réseau hétérogène. Ce réseau peut donc couvrir de très grandes distances et est en fait composé de plusieurs réseaux, dans le cas présent un réseau cellulaire puis Internet.

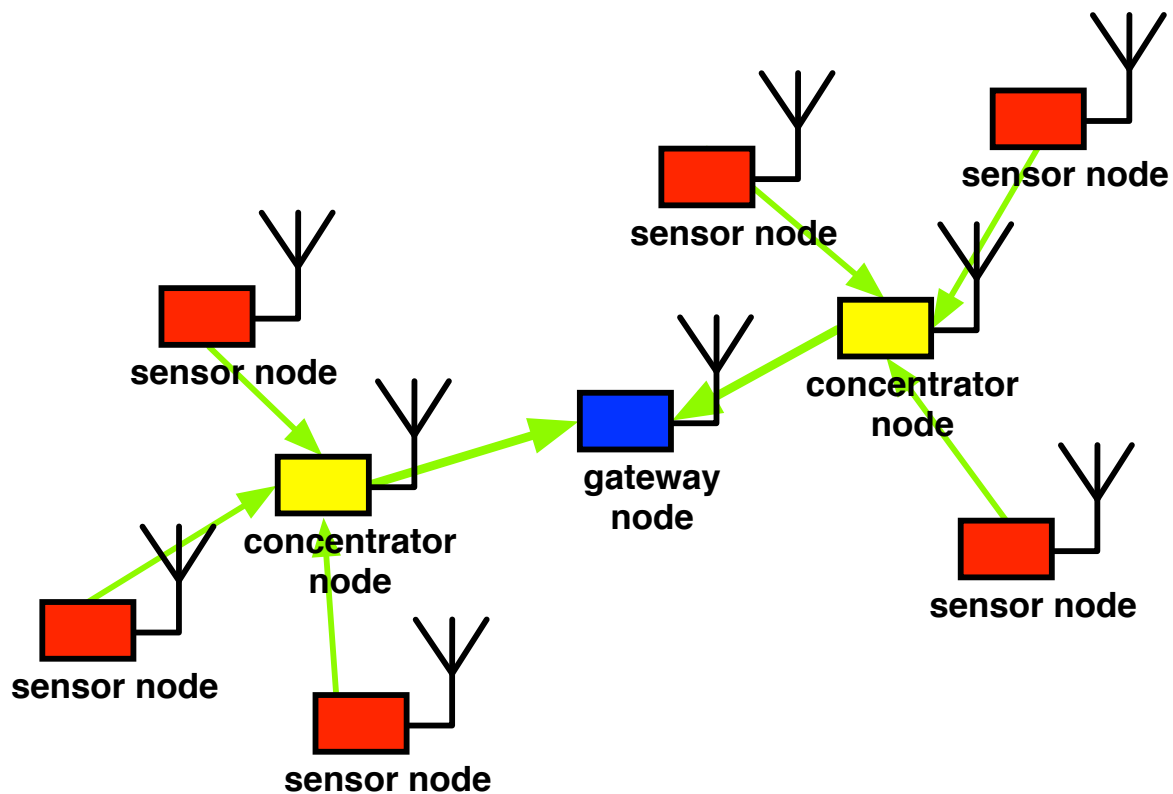


FIGURE 2.2 – Architecture de réseau de type « cluster tree »

On peut aussi imaginer que pour réduire les coûts, le nœud passerelle ne transmette ses données que lorsque l'avion est à l'aéroport en utilisant un réseau sans-fil de type WiFi installé par l'opérateur. À l'inverse, on peut aussi imaginer que le nœud passerelle puisse transmettre en direct des informations jugées importantes ou urgentes à l'image de ce que fait aujourd'hui le système ACARS [7–10]. Une fois ces données rassemblées au centre de stockage et d'analyse, elles pourront être archivées ou analysées au plus vite pour déterminer un niveau d'usure excessif ou un incident. À présent, intéressons-nous au réseau de capteurs sans-fil

proprement dit. Comme ce sont les nœuds capteurs qui génèrent des données qui seront stockées ou traitées par le nœud passerelle, le trafic du réseau est de type « convergecast », c'est à dire sous forme d'arbre pour lequel les données sont générées au niveau des feuilles et consommées au niveau de la racine. Ce type de trafic permet d'utiliser une structure de réseau très efficace appelée « cluster tree » telle qu'illustrée par la figure 2.2.

On peut y voir les nœuds capteurs dont la localisation sera dictée par leur fonction comme décrit ci-dessus. On y retrouve aussi le nœud passerelle décrit précédemment. Enfin un troisième type de nœud est à considérer, le nœud concentrateur. Ce type de nœud permet de rassembler les données de plusieurs nœuds capteurs afin de les transmettre plus efficacement, en réduisant d'une part la complexité du problème d'accès au médium, et en diminuant d'autre part la distance de communication entre deux nœuds.

Le « cluster tree » peut même être encore plus évolué pour répondre à des contraintes

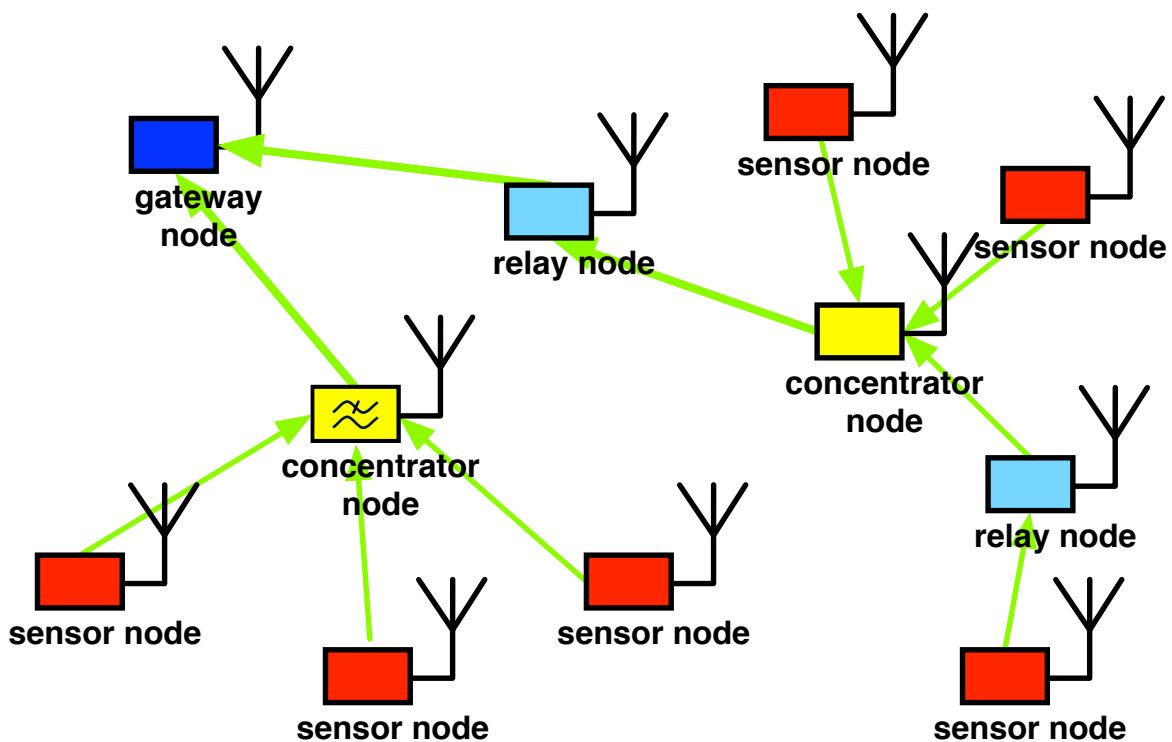


FIGURE 2.3 – Architecture de réseau de type « cluster tree » amélioré

ou à des usages particuliers. En effet, il est possible d'ajouter des nœuds relais pour diminuer la distance de transmission de certains nœuds. De plus, les nœuds concentrateurs peuvent aussi prétraiter les données pour en diminuer la quantité à transmettre comme sur la figure 2.3. Ce flux de trafic de type « convergecast » est routable de façon efficace comme nous l'avons vu dans la section 1.6.

2.2 EXIGENCES ET DIMENSIONNEMENT DU NŒUD DE RÉSEAU DE CAPTEURS

Un nœud de réseau de capteurs sans-fil a pour mission principale de récolter puis de véhiculer une information sur une grandeur physique liée à la structure instrumentée. Pour mener cette tâche à bien, il doit répondre à deux exigences principales, détaillées ci-dessous : communiquer sans-fil et être reconfigurable en fonction de l'application visée.

2.2.1 Communications sans-fil

La première contrainte d'un système de transmission sans-fil est la garantie de transmission. En effet, l'analyse des données issues des capteurs nécessite un taux de perte de paquet très faible : de l'ordre de 1 pour mille, pour être efficace. En outre, le placement des capteurs dans des endroits difficiles voire impossibles d'accès après installation, force à l'utilisation de batteries qui ne pourront être remplacées pendant toute la durée de vie du nœud. La consommation du nœud devra donc être la plus faible possible, et tout gaspillage devra être proscrit.

Enfin, afin de permettre une couverture suffisante de l'appareil à instrumenter, le plus grand nombre de nœuds possibles devra être installé. Les contraintes qui limitent le débit total du réseau sont :

- le spectre disponible
- l'efficacité spectrale de la modulation utilisée
- les pertes dues à l'algorithme de contrôle d'accès ou aux surcharges de la couche MAC

La borne supérieure du débit total du réseau est résumée dans l'équation 2.1, où le débit total de données transitant par le réseau $D_{réseau}$ en $bits.s^{-1}$ est borné par la quantité de spectre utilisé B_{total} en Hertz, l'efficacité spectrale $E_{spectrale}$ en $bits.s^{-1}.Hz^{-1}$ et l'efficacité du contrôle d'accès au médium E_{mac} , compris entre 0 et 1.

$$D_{réseau} \leq B_{total} \times E_{spectrale} \times E_{mac} \quad (2.1)$$

Si l'on considère le débit moyen par nœud comme le débit total du réseau divisé par le nombre de nœuds N , ce qui correspond à l'équation 2.2, on obtient par substitution l'équation 2.3. On peut donc voir que le nombre de nœuds multiplié par le débit moyen des nœuds est borné par ces trois contraintes.

$$D_{nœud}^- = \frac{D_{réseau}}{N} \quad (2.2)$$

$$N \times D_{nœud}^- \leq B_{total} \times E_{spectrale} \times E_{mac} \quad (2.3)$$

Ceci signifie que pour augmenter le nombre de nœuds ou le débit moyen disponible pour chaque nœud, il faut soit augmenter le spectre disponible sur tout le réseau, soit augmenter l'efficacité spectrale de la couche physique, soit augmenter l'efficacité temporelle de la couche MAC.

2.2.2 Reconfigurabilité

La variabilité des besoins en terme de nombre de nœuds, de débit de données à traiter, de capteurs à connecter, etc. . . influent sur les contraintes et les compromis de performance du système. Il est donc nécessaire de pouvoir offrir un système qui s'adapte au mieux à chacun de ces cas. Dès lors, il faut prévoir dans la conception du système la possibilité de reconfigurer celui-ci. Cette reconfigurabilité s'exprimera de deux manières en fonction des contraintes techniques de conception et d'implémentation du nœud communicant :

- reconfigurabilité d'exécution : permet d'allumer/éteindre des blocs fonctionnels afin d'économiser l'énergie, permet aussi de modifier certains paramètres comme la taille d'un paquet de données ou les paramètres de la couche physique ou de la couche MAC.
- reconfigurabilité de conception : permet premièrement d'ajouter/enlever ou remplacer des blocs fonctionnels en fonction des besoins prévisibles du système. Dans ce cas, la reconfigurabilité de conception est une extension de la reconfigurabilité exécution en ce qu'elle permet de supprimer complètement un bloc inutile et donc de réduire à zéro sa consommation énergétique. Deuxièmement, certains paramètres de la couche physique et de la couche MAC, doivent, par contrainte technique, être spécifiés lors de la conception par exemple le nombre maximal de nœuds dans un cluster, ou la taille maximale d'un paquet. Ces paramètres seront un compromis entre les besoins d'usages anticipés et les objectifs de performance.

Pour réaliser cet objectif de reconfigurabilité, la couche MAC comme la couche physique devront avoir une conception modulaire avec des interfaces intermodules stables et définies, pour permettre leur remplacement ou leur suppression aisément.

2.2.3 Gestion des données

Un bloc du nœud du réseau de capteurs sans-fil doit permettre de récupérer les données issues du ou des capteurs, et de les passer au bloc de communication sans-fil. Il pourra être incarné sous diverses formes, en fonction des besoins en flexibilité et en intelligence, d'un simple « collecteur de données » jusqu'à un CPU complet, les ressources énergétiques limitées du nœud guideront vers le choix le plus simple qui est le plus souvent le plus économe en énergie.

2.2.4 Choix de la bande de fréquence

Plusieurs bandes de fréquences sont disponibles pour l'utilisation UWB et réseau de capteurs sans-fil. La bande de fréquence utilisée dépend de l'application visée pour le réseau de capteur. Chaque bande de fréquence présente des compromis différents entre le débit, le nombre de nœuds possible, la portée, la consommation énergétique et la complexité de développement.

Pour le cas qui nous intéresse, les distances de transmissions sont relativement courtes (50 m maximum), mais le nombre de nœuds communicants est élevé (donc débit de données élevé). Il est aussi indispensable d'éviter toute interférence avec les systèmes avioniques.

2.2.4.1 *Bande UWB 0 GHz-1 GHz*

Le régulateur des télécoms américain, la Federal Communications Commission, a autorisé l'utilisation des fréquences comprises entre 0 GHz et 1 GHz sous la condition d'utiliser des puissances très limitées. La conception d'éléments passifs comme les antennes dans cette bande (10 MHz à 1 GHz) représente un véritable défi car cela revient à une bande passante relative de plus de 200%. De plus, la taille des éléments passifs comme les antennes dans cette bande est trop grande pour être utilisable en pratique dans notre application car la longueur d'onde d'un signal à 500 MHz est de 60 cm.

Item	Puissance
Puissance d'émission	20 dBm
Gain antenne (x2)	3 dBi
Marge multi-trajet	5 dB
Seuil de bruit (1 GHz)	-84 dB
SNR	6 dB
Figure de bruit	5 dB
Marge perte propagation	94 dB
Portée maximale	~100m

TABLE 2.1 – Bilan de liaison dans la bande 0 GHz-1 GHz

2.2.4.2 *Bande UWB 3 GHz-10 GHz*

La FCC a également autorisé l'utilisation de signaux UWB dans la bande 3 GHz-10 GHz, mais, même si d'autres pays ont ouvert une partie de ce spectre aux mêmes usages (l'UE par exemple, autorise cet usage entre 6 GHz et 8,5 GHz), la disponibilité de ce spectre dans le monde reste très variable. Cependant, cette partie du spectre reste intéressante de par son risque technologique limité par rapport aux autres options du fait de son exploitation commerciale, et donc son coût reste raisonnable. Les pertes de propagation modérées et une longueur d'onde de l'ordre de 3 cm à 10 cm en font une option attractive pour notre système.

2.2.4.3 *Bande 60 GHz*

Une bande de spectre autour de 60 GHz dont la largeur varie entre 5 GHz et 7 GHz est disponible dans le monde entier. Non seulement l'utilisation de cette bande permet de simplifier la conception de la tête radiofréquence et des éléments

Item	Puissance
Puissance d'émission	20 dBm
Gain antenne (x2)	5 dBi
Marge multi-trajet	5 dB
Seuil de bruit (1 GHz)	-84 dB
SNR	6 dB
Figure de Bruit	7 dB
Marge perte propagation	96 dB
Portée maximale	~100m

TABLE 2.2 – Bilan de liaison dans la bande 3 GHz-10 GHz

passifs par un facteur de qualité plus faible, mais leur taille se trouve aussi réduite. Ainsi la longueur d'onde à 60 GHz étant de l'ordre de 5 mm, cette bande permet de réaliser des antennes très compactes compatibles avec l'utilisation du nœud communicant dans un réseau de capteurs sans-fil pour la surveillance de structure aéronautique. Les pertes de propagation dans cette bande sont plus élevées de 10 dB à 20 dB par kilomètre à cause de la résonance des atomes d'oxygène [68, 69, 74, 95] mais cela a peu d'impact dans notre cas puisque la distance maximale de communication est inférieure à 100 m.

Item	Niveau de signal (sans beamforming)	Niveau de signal (avec beamforming)
Puissance d'émission	0 dBm	
Gain antenne (x2)	3 dBi	15 dBi
Marge multi-trajet	5 dB	
Seuil de bruit (1 GHz)	-84 dB	
SNR	6 dB	
Figure de bruit	10 dB	12 dB
Marge perte propagation	69 dB	91 dB
Portée maximale	~10m	~50m

TABLE 2.3 – Bilan de liaison dans la bande 60 GHz

2.3 ÉBAUCHE DU NŒUD COMMUNICANT

Grâce aux conclusions établies dans les paragraphes précédents, nous pouvons maintenant esquisser les grandes lignes du nœud communicant du réseau de capteurs sans-fil.

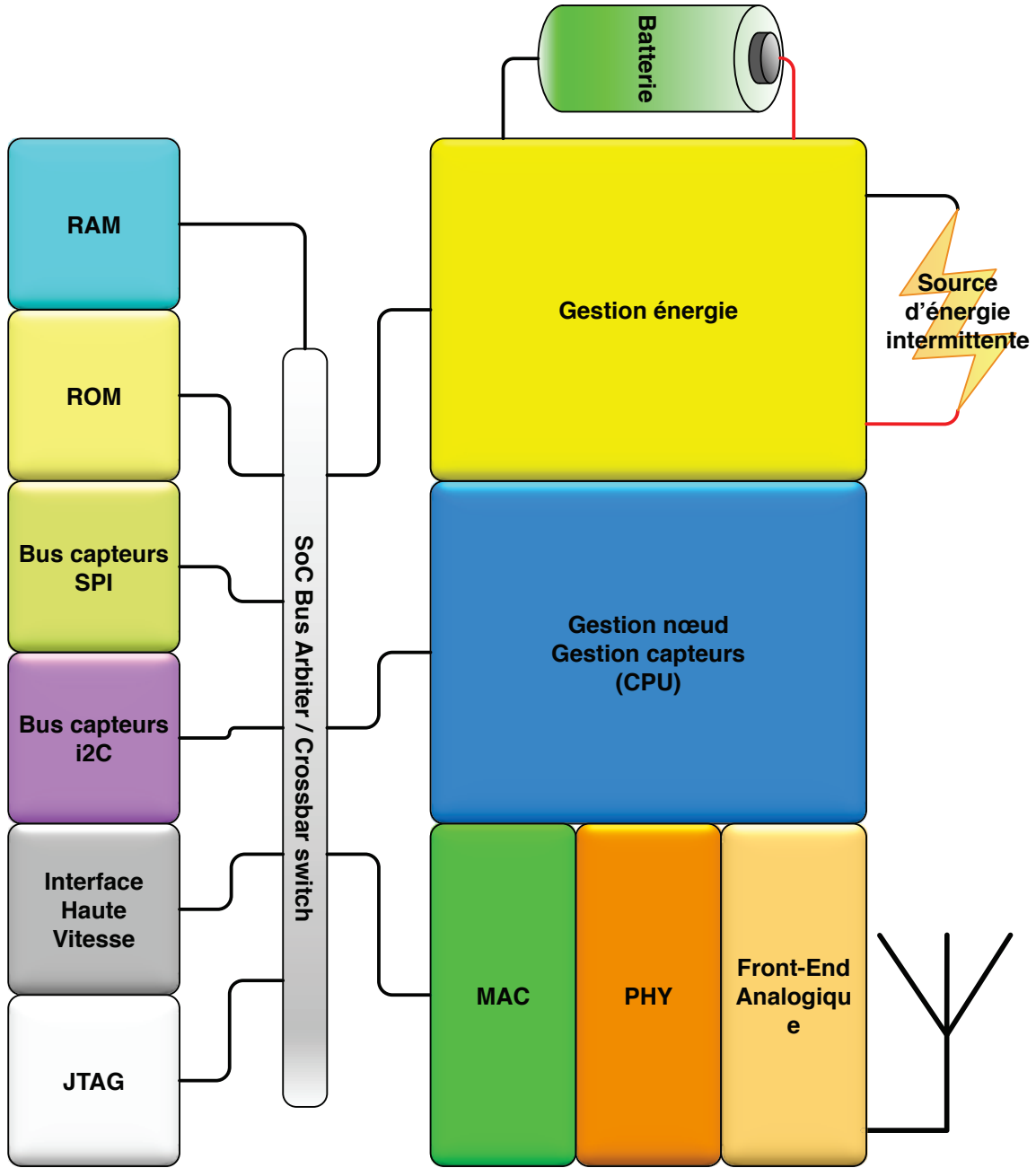


FIGURE 2.4 – Schéma bloc du nœud communicant

Le nœud est centré autour des trois fonctions principales du nœud : énergie, capteurs et communication. L'architecture System On Chip assure la taille réduite du nœud. Un microcontrôleur basse consommation ou un circuit dédié récupèrent les données capteurs par un bus standard type SPI ou I^2C et assurent les « tâches ménagères » du nœud. Ils utilisent aussi un bloc RAM et ROM pour stocker le code et les données. Pour le nœud passerelle, une interface haute vitesse type USB ou PCIexpress est utilisée. Un gestionnaire d'énergie assure l'alimentation énergétique du nœud, et, le cas échéant, le rechargement par une source d'énergie irrégulière. Enfin, un bloc communication sans fil intégrant couche MAC, couche PHY et front-end analogique assure les fonctions de communications sans-fil. Une interface JTAG au bus SoC permet d'accéder directement aux différents blocs pour le débogage.

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons vu comment les contraintes et les besoins du réseau de capteurs dictent l'architecture générale du réseau, et l'architecture générale du nœud de réseau. Le grand nombre de nœuds du réseau oblige à utiliser une couche physique à haut débit et une couche MAC adaptée.

Dans les deux prochains chapitres, nous nous baserons sur ces observations pour concevoir en détail la couche physique et la couche MAC.

CONCEPTION DE LA COUCHE PHYSIQUE

La couche physique d'un réseau de capteurs sans-fil doit offrir des caractéristiques spécifiques comme une efficacité énergétique élevée. Nous allons nous baser sur les résultats théoriques des communications sans fil pour comprendre les phénomènes qui entrent en jeu dans la performance de la communication. Ces résultats théoriques nous permettront de choisir la technologie de communication et de la dimensionner. Une fois ce choix établi, nous nous attacherons dans ce chapitre à détailler la conception de l'émetteur d'une part, et du récepteur d'autre part. Enfin, nous ne négligerons pas l'efficacité énergétique de notre couche physique en sélectionnant le codage canal le plus approprié.

3.1 INTRODUCTION AUX COMMUNICATIONS SANS-FIL

Cette section s'attache à poser les bases théoriques nécessaires afin de pouvoir débattre de la conception d'une couche physique. En partant de la théorie de l'information que nous appliquons à la transmission d'informations sur un canal bruité et en nous appuyant également sur les théories de propagation des ondes électromagnétiques, nous déduirons les caractéristiques nécessaires d'une couche physique adaptée aux besoins de notre réseau de capteurs sans-fil.

3.1.1 Capacité d'un canal sans-fil

La transmission d'informations numérique se base sur la propagation du changement d'état d'une grandeur physique entre plusieurs points. C'est la variation voulue, provoquée de cette grandeur physique que l'on appelle signal. Toutes les variations indésirables, celles qui polluent le signal, sont appelées bruit. Claude Shannon a décrit en 1949 dans [94] la relation analytique 3.1 entre le rapport signal (S) à bruit (N), la largeur de bande W en Hertz d'un canal bruité et sa capacité C en bits.s^{-1} , c'est-à-dire la quantité maximale d'information qui peut être transmise avec un taux d'erreur donné.

$$C = W \times \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (3.1)$$

Le bruit présent à la réception est dû à l'agitation thermique de la matière et a été décrit par Johnson et Nyquist [78] par l'équation 3.2, avec la température T en Kelvin et k_B la constante de Boltzmann. Cette équation peut aussi être reformulée pour donner la puissance du bruit (P_{bruit}) en dBm, l'unité courante de puissance en radiotransmission 3.3. Ce bruit que l'on appelle bruit thermique est le seuil minimal de variations incontrôlées du signal électrique produit par l'antenne de réception.

$$P_{\text{bruit}} = k_B \times T \times W \quad (3.2)$$

$$P_{\text{bruit}}(\text{dBm}) = -174 + 10 \log(\Delta f) \quad (3.3)$$

Même si nous verrons que d'autres sources de bruit sont présentes dans le système, le bruit thermique fixe une limite physique importante que l'on peut voir apparaître en traçant l'évolution de la capacité du canal quand la puissance du signal reçue varie autour de ce point, comme dans la figure 3.1.

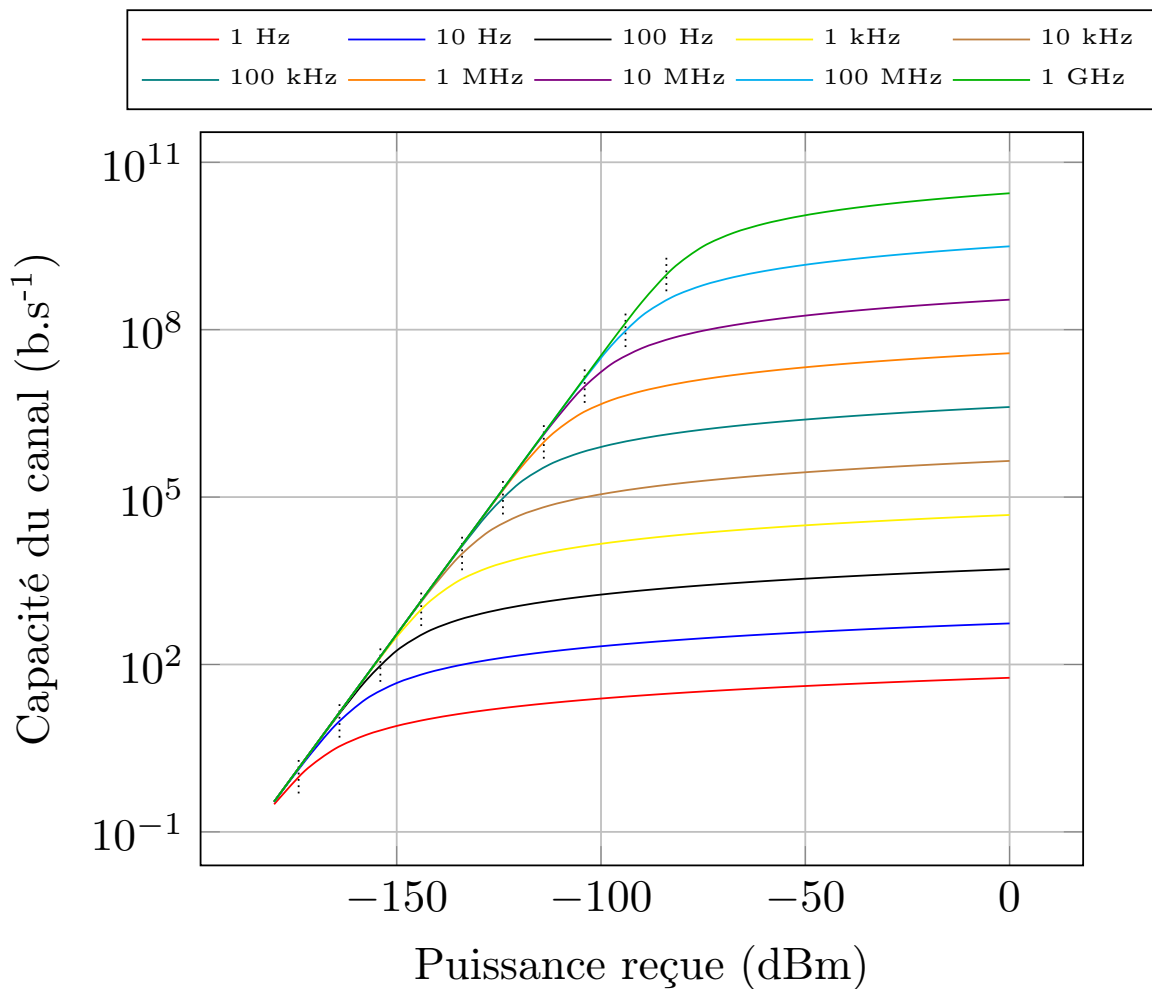


FIGURE 3.1 – Variations de la capacité du canal en fonction de la puissance reçue avec différentes bandes passantes

On peut clairement voir que la capacité du canal est limitée par ce seuil de bruit et qu'au-delà, l'augmentation de la puissance du signal reçu ne produit qu'une augmentation logarithmique de la capacité. Dès lors, il est important de noter que si l'on essaie d'augmenter la capacité du canal en augmentant la puissance de signal émise, l'efficacité énergétique s'en trouvera d'autant diminuée. On veillera

donc à dimensionner le système de telle sorte que le rapport signal à bruit soit, autant que faire se peut, proche de ce seuil sans toutefois se trouver en deçà.

Maintenant, intéressons-nous à l'évolution de la capacité du canal en fonction de la bande passante utilisée, présentée sur la figure 3.2.

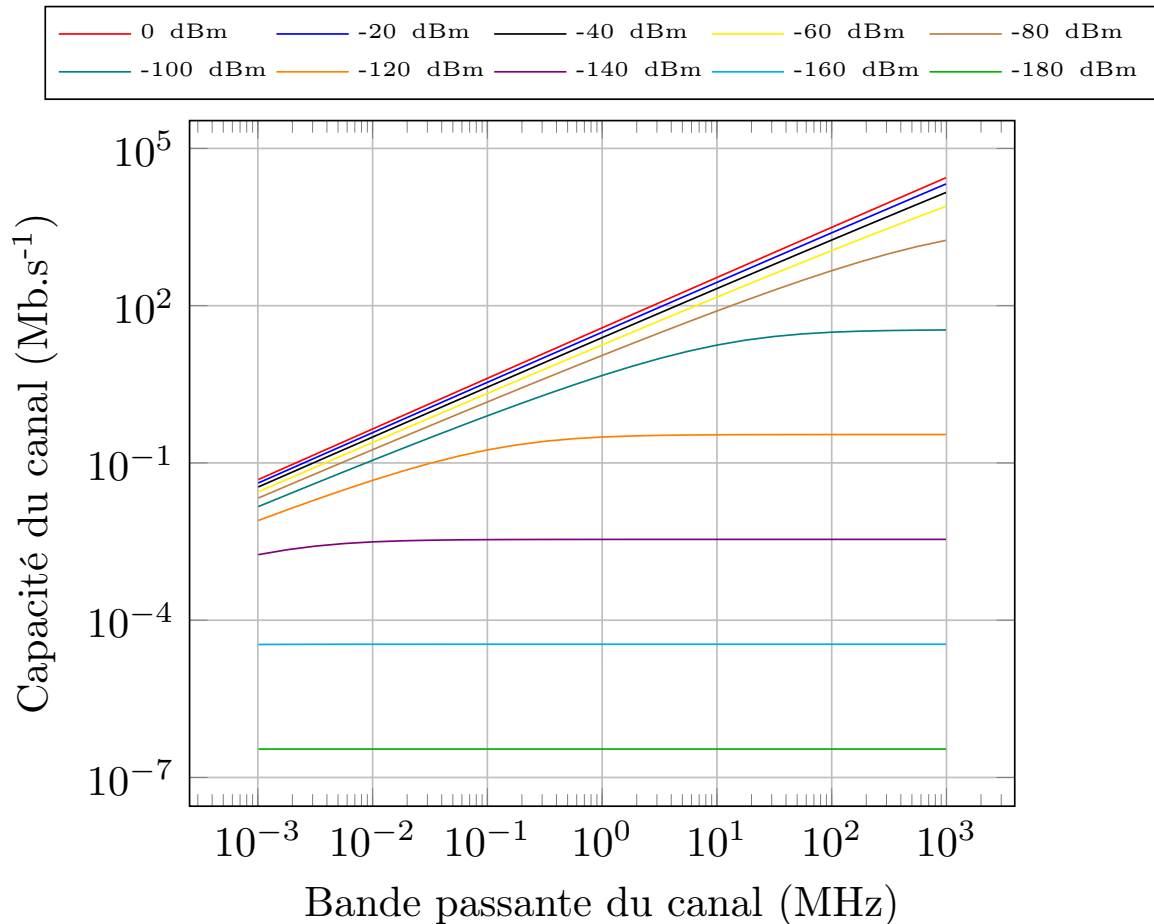


FIGURE 3.2 – Évolution de la capacité du canal en fonction de la bande passante utilisée pour différentes puissances de signal reçues

On remarque ici que l'augmentation de la bande passante utilisée ne pénalise pas ou très peu la capacité, mais permet, par contre, de profiter d'une plus grande puissance de signal reçue.

3.1.2 Propagation, fading et rapport signal à bruit

Dans le cas de la propagation omnidirectionnelle du signal électromagnétique, l'énergie qui était à l'origine concentrée en un point est maintenant étendue. On peut visualiser cette répartition comme la surface d'une sphère qui grandit à mesure que le signal électromagnétique s'éloigne de son point d'origine. La surface de la sphère augmente et comme la quantité d'énergie reste constante, la densité d'énergie diminue. Ainsi, pour récupérer autant d'énergie, il faudrait la capter sur une plus grande région de l'espace. Or, les éléments permettant la radiation et la

capture de cette énergie, que l'on appelle antennes, sont des éléments passifs et leurs dimensions optimales liées à la longueur d'onde utilisée. De fait, la quantité d'énergie captée par une antenne va aussi dépendre de la longueur d'onde et par conséquent de la fréquence utilisée. Cette diminution de l'énergie captée par l'antenne de réception par rapport à celle émise par l'antenne d'émission est appelée perte de propagation. Dans le cas le plus simple où l'on considère uniquement les deux antennes en faisant abstraction de l'environnement qui les entoure, on peut obtenir la valeur analytique de cette perte grâce à la formule de transmission de Friis 3.4 [33], ou sa version en décibel (équation 3.5).

$$Pertes_{espace\ libre} = G_{TX}G_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (3.4)$$

$$Pertes_{espace\ libre}(dBm) = G_{TX}(dB) + G_{RX}(dB) - 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (3.5)$$

La puissance de signal reçue dépend donc de la distance, de la puissance émise, du gain des antennes d'émission et de réception et de la fréquence utilisée. On peut en déduire qu'une augmentation de la puissance reçue ne peut se faire que par l'augmentation du gain des antennes ou de la puissance émise. Parallèlement, grâce à cette formule, on peut tracer la puissance reçue avec des antennes isotropes en fonction de la distance pour différentes fréquences sur la figure 3.3.

Plusieurs informations importantes peuvent être extraites de ce graphique. Premièrement, pour la plage de distance typique d'un réseau de capteurs sans-fil, les pertes de propagation varient de 40 dB si l'on prend uniquement en compte les pertes en espace libre. Deuxièmement, les pertes de propagation varient beaucoup avec la fréquence de transmission. Par exemple, pour une fréquence de 5 GHz à 100 m les pertes sont d'environ 85 dB, alors qu'à 10 GHz elles sont de 90 dB et à 60 GHz, elles sont de 110 dB.

Pour étudier les cas où il n'y a pas un champ libre entre l'émetteur et le récepteur, nous devons nous intéresser aux zones de Fresnel.

Chaque zone de Fresnel est en forme de ballon de rugby dont les pointes sont situées sur l'émetteur et le récepteur. Seule la première zone au centre est pleine, les zones suivantes ne contiennent que l'espace en dehors des zones précédentes. Le diamètre extérieur F_d de la zone de Fresnel n est donné par l'équation 3.6.

$$F_d = \sqrt{\left(\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2} \right)} \quad (3.6)$$

Lorsqu'un obstacle se situe dans la première zone de Fresnel, les pertes de propagation sont supérieures à celles prévues par l'équation de Friis. Lorsqu'un obstacle se situe dans une des autres zones de Fresnel, le signal sera réfléchi et donc son chemin parcouru sera supérieur à celui parcouru par le signal qui prend le trajet direct. Cela a pour effet au niveau du récepteur de recevoir le signal avec un

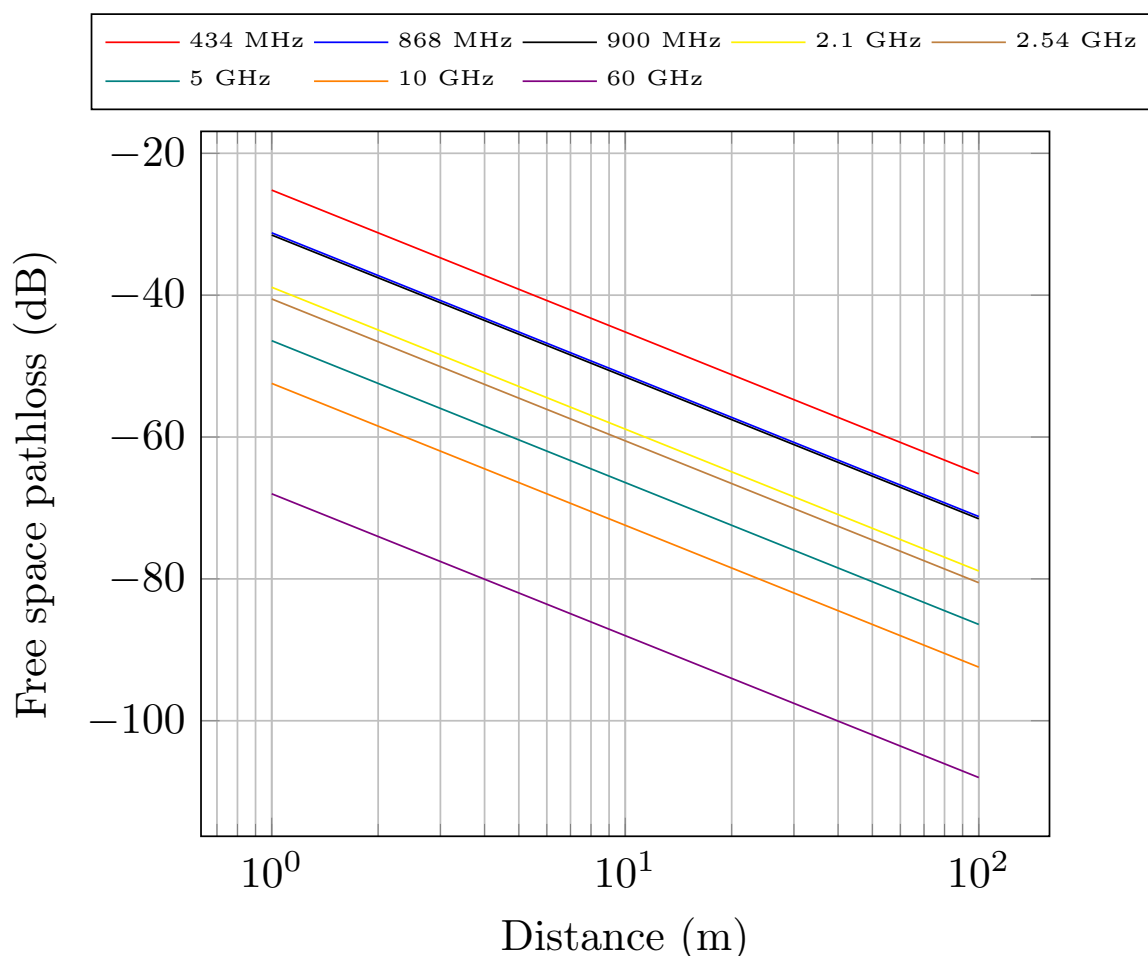


FIGURE 3.3 – Pertes de propagation en espace libre en fonction de la distance pour différentes fréquences

décalage temporel. Le déphasage sera donné par l'équation 3.7. Grâce à cette équation, on peut voir que les réflexions dans les zones paires vont créer des signaux dont le déphasage est de signe opposé, ce qui implique que lorsque ces signaux s'ajoutent au signal direct au niveau du récepteur, l'amplitude du signal total en soit diminuée. On appelle cela une interférence destructive. Les réflexions dans les zones impaires, elles, vont créer des signaux dont le déphasage est de même signe. Lorsque ces signaux s'ajoutent au signal direct au niveau du récepteur, ils vont en augmenter l'amplitude : c'est ici une interférence constructive.

$$(n - 1) \pi < \varphi_n < n\pi \quad (3.7)$$

Sur la figure 3.4, le trait bleu représente un multitrajet qui provoque une interférence destructive et le trait jaune représente un multitrajet qui provoque une interférence constructive.

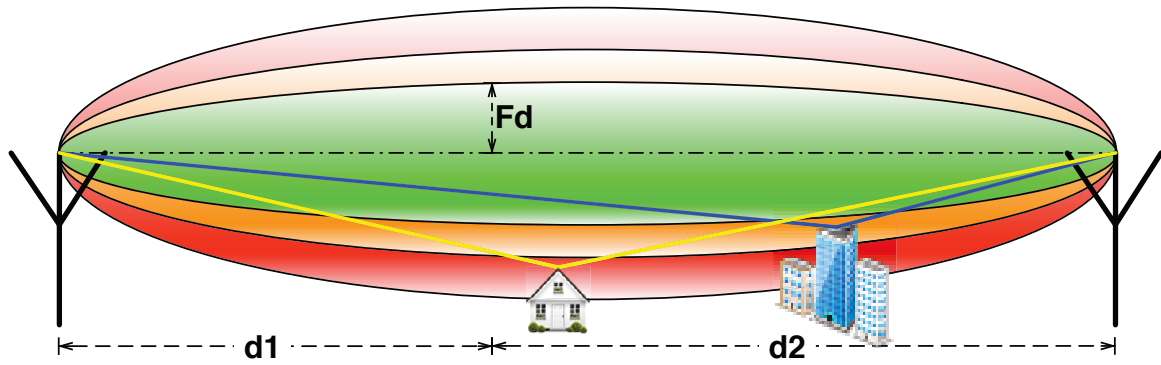


FIGURE 3.4 – Zones de Fresnel et multi-trajet

3.1.3 Notes sur la sensibilité de réception

La puissance de signal minimale requise pour être détectée par le récepteur (S) est appelée sensibilité de réception, elle peut être calculée avec l'équation 3.8.

$$S = k_b T_{rx} B \cdot \frac{S}{N} + NF \quad (3.8)$$

$$S = -174 \text{ dBm} + 10 \cdot \log_{10}(B) + NF$$

La figure de bruit du récepteur (NF) peut être calculée grâce à la formule de figure de bruit de Friis 3.9 [34]. La figure de bruit d'une chaîne de réception est égale à la somme de la contribution au bruit NF_i de chaque élément i divisé par le produit des gains des éléments placés avant lui.

$$NF = \sum \frac{NF_i}{\prod_{j < i} G_j} \quad (3.9)$$

Alors que pour les communications sans-fil bande étroite, la sensibilité de réception est basse (ex : -144 dBm pour 1 MHz de bande passante), dans un système UWB, la sensibilité peut sérieusement limiter les performances. La sensibilité d'un récepteur de 1 GHz de bande est de $S_{1\text{GHz}} = -174 \text{ dBm} + 10 \cdot \log_{10}(B) + NF = -84 \text{ dBm} + NF$. En utilisant la formule de transmission de Friis 3.4, on peut calculer qu'à 60 GHz à une distance de 10 m, la perte de propagation est de 88 dBm. Ainsi, avec une puissance d'émission de 0 dBm, et des antennes isotropes, la puissance reçue est de -88 dBm, et elle est donc inférieure à la sensibilité du récepteur même pour une figure de bruit théoriquement nulle.

3.2 DIMENSIONNEMENT DE LA MODULATION IR-UWB

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, il existe plusieurs méthodes pour transmettre des données numériques en utilisant une large bande passante afin de maximiser l'efficacité énergétique. Les travaux de recherche précédents [65] ont développé des algorithmes de modulation et de démodulation IR-UWB BPSK haut débit et faible consommation. Dans cette section, nous détaillerons la conception

de émetteur IR-UWB BSPK que nous avons conçu en nous basant sur les travaux cités ci-dessus.

Le signal transmis d'une modulation IR-UWB BPSK est de forme générale 3.10. Le paramètre T_p est la durée d'impulsion, l'amplitude A est fixe et la phase ϕ est modulée pour porter l'information.

$$s(t) = A \cdot \left(\frac{1}{T_p}\right)^2 (t + \phi) \cdot e^{-\left(\frac{t+\phi}{T_p}\right)^2} \quad (3.10)$$

Ce signal est représenté sur la figure 3.5 pour différentes valeurs de T_p .

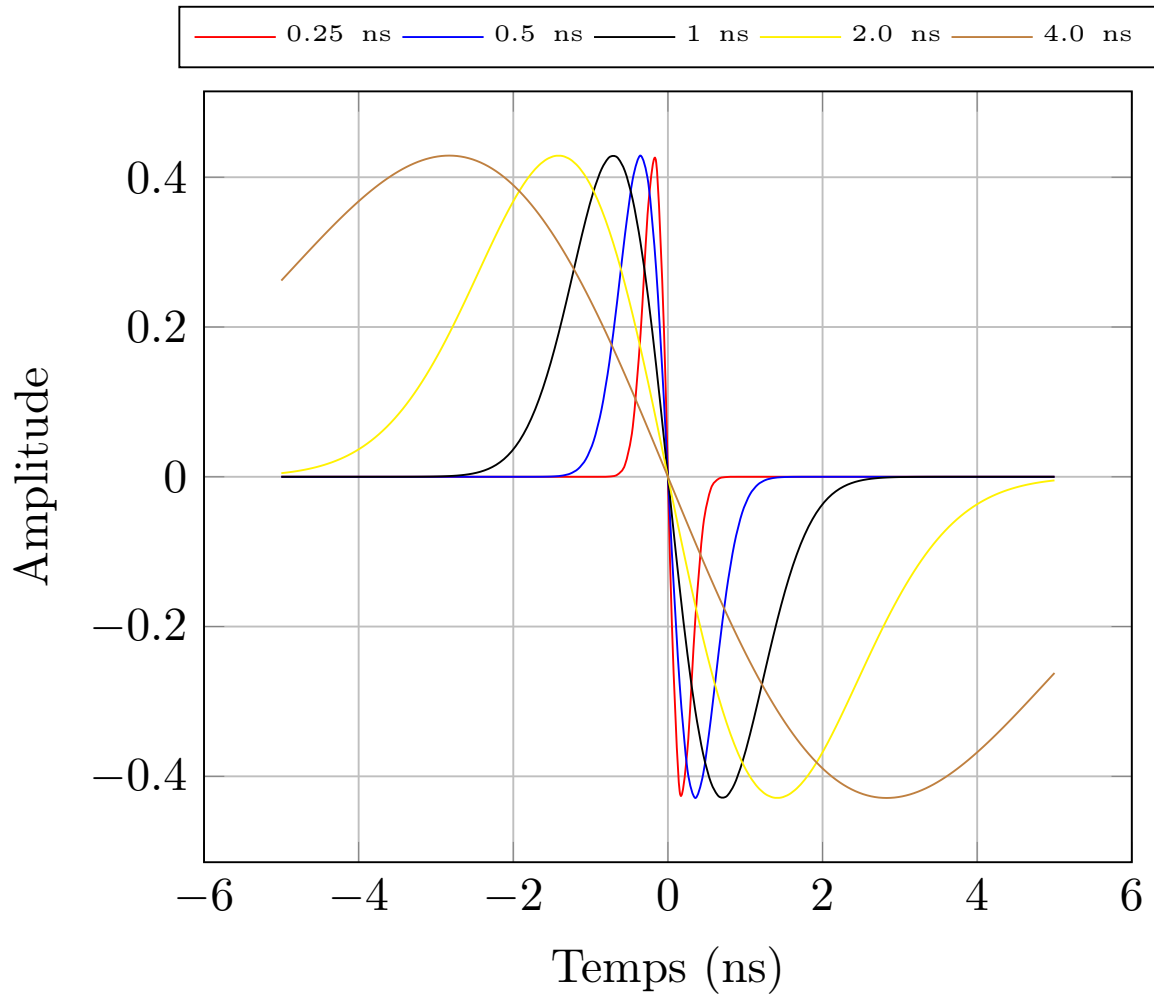


FIGURE 3.5 – Signal temporel d'une modulation IR-UWB BPSK

3.2.1 Bande passante utilisée

La modulation utilisée BPSK utilise alors la bande passante indiquée en 3.11, avec W la largeur de spectre et T_p la durée des impulsions.

$$W = \frac{1}{T_p} \quad (3.11)$$

Ceci impose une limite à la durée minimale d'impulsion qui peut être envoyée. Premièrement, des limites règlementaires ou des contraintes d'usage vont limiter la quantité de spectre utilisable. Deuxièmement, afin d'être démodulée, l'impulsion doit respecter le théorème de Nyquist–Shannon–Kotelnikov [94], c'est à dire respecter la condition décrite en 3.12. La fréquence de l'impulsion $\frac{1}{T_p}$ doit être strictement inférieure à la moitié de la fréquence échantillonnage F_{ADC} du convertisseur analogique numérique en réception.

$$\frac{1}{T_p} < \frac{F_{ADC}}{2} \quad (3.12)$$

La consommation d'un convertisseur analogique numérique est directement liée à sa fréquence de fonctionnement et cela limitera en pratique la capacité à démoduler des signaux impulsionnels de temps de pulse plus faible tout en maîtrisant la consommation énergétique.

3.2.2 Résolution temporelle et débit maximum

Afin de supprimer les interférences intersymboles qui augmentent le bruit de la communication, il est nécessaire de respecter l'équation 3.13. Celle-ci stipule que la durée d'un bit ne doit pas être inférieure à la durée cumulée de l'impulsion et du delay spread.

$$T_{bit} > T_p + T_{delayspread} \quad (3.13)$$

Il apparaît alors que pour les environnements de communications provoquant beaucoup de multitrajets, le débit maximal n'est plus contraint par la durée d'impulsion, mais par le delay spread.

3.3 ÉMETTEUR IR-UWB

En reprenant les algorithmes exposés dans [11, 65], nous avons conçu une nouvelle implémentation compatible FPGA et ASIC d'un émetteur IR-UWB BPSK. Adaptable à tout type de modulateur, que ce soit un convertisseur numérique analogique classique ou un générateur d'impulsion biphasé comme nous le verrons dans le chapitre 5. Une schéma bloc de l'émetteur est présenté dans la figure 3.6.

La complexité logique est réduite au maximum afin de minimiser la consommation énergétique :

- Les paquets de données sont reçus par une interface MAC-PHY et stockés en mémoire. La largeur de bus de l'interface MAC-PHY est contrainte par la largeur de RAM de la couche MAC. Cela permet de simplifier la couche MAC qui n'a pas à s'adapter aux différentes cadences des différents modulateurs. De plus, un paquet peut être préparé à l'avance par la couche MAC qui peut ensuite se mettre en veille et ne laisser alimenter qu'un bloc réduit qui enverra le signal de contrôle pour ordonner la transmission.

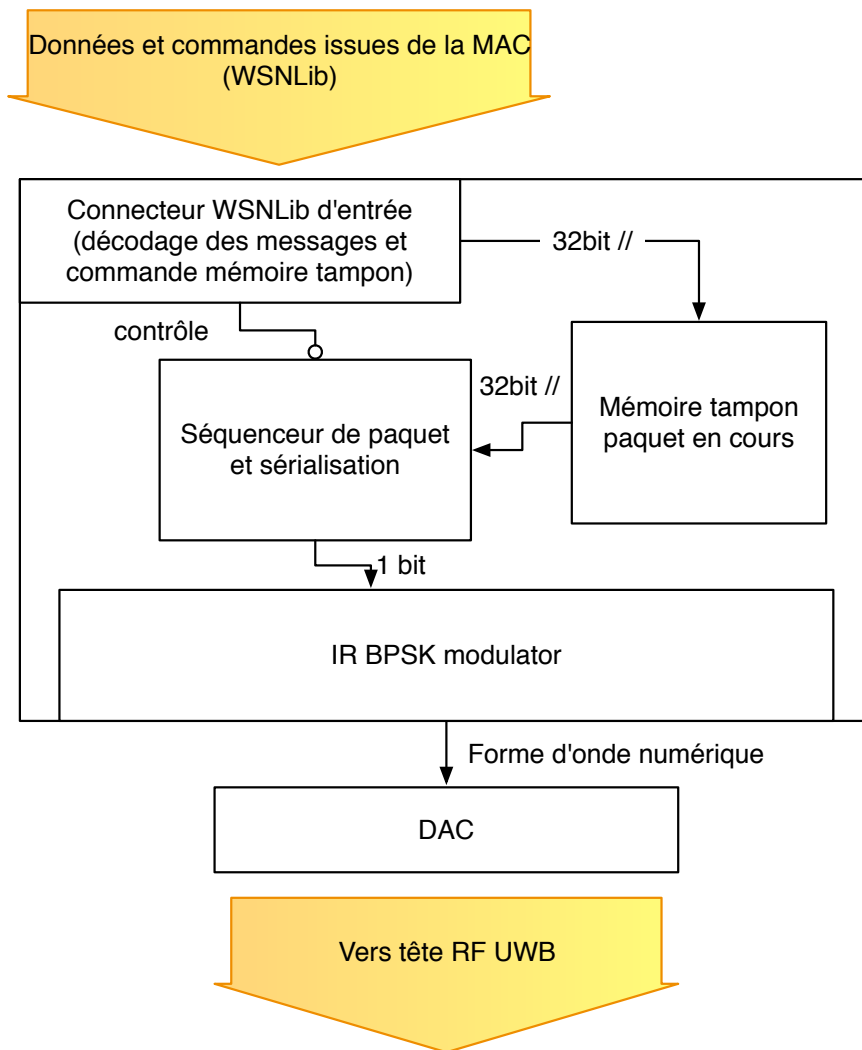


FIGURE 3.6 – Schéma bloc de l'émetteur IR-UWB

- Quand cet ordre d'émission est reçu par la PHY, un en-tête de détection (Start Frame Delimiter) est ajouté avant les données paquets. Ces données sont ensuite sérialisées pour être modulées en parallèle et envoyées de façon entrelacée au convertisseur numérique analogique. La modulation parallèle et l'entrelacement permettent de réduire la fréquence de fonctionnement des circuits numériques et donc de réduire d'autant la consommation énergétique.
- Enfin, cet émetteur est contrôlable par la couche MAC qui peut lui ordonner de se mettre en veille pour réduire virtuellement à zéro la consommation lorsqu'aucune donnée n'est à envoyer.

3.4 RÉCEPTEUR IR-UWB

Un récepteur IR-UWB BPSK doit détecter le début d'une trame, la polarité du signal et décoder chaque bit.

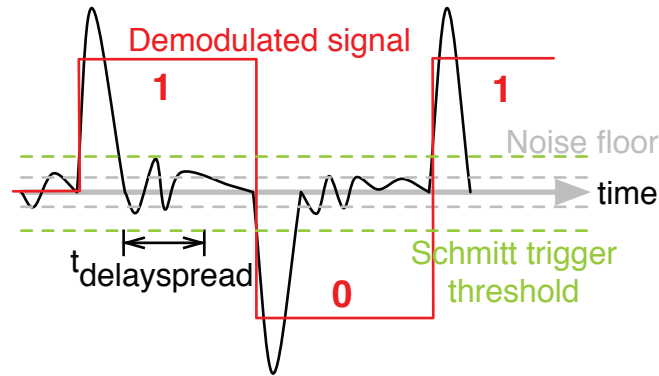


FIGURE 3.7 – Signal IR-UWB BPSK en réception

Le récepteur IR-UWB conçu par [11, 65] a été repris, car il offre de bonnes performances de détection et de synchronisation du signal en gardant une complexité et donc une consommation modérée. Le schéma bloc du récepteur IR-UWB selon Lecointre est présenté en figure 3.8.

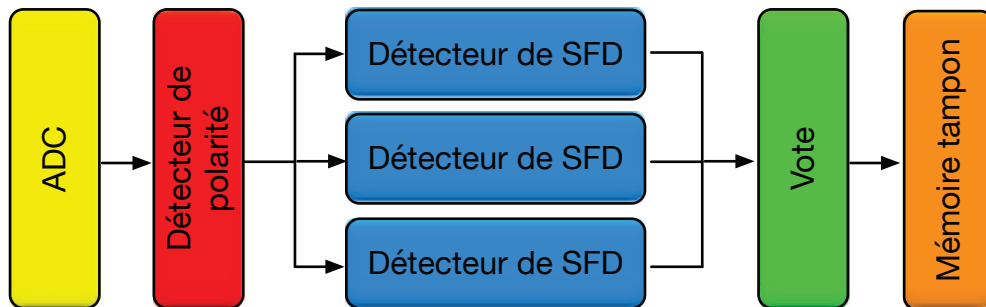


FIGURE 3.8 – Schéma bloc simplifié d'un récepteur IR-UWB

Afin d'améliorer l'efficacité énergétique, deux types de modifications ont été apportés : premièrement, un nouveau design a été conçu sur la base de l'architecture existante et deuxièmement de nouveaux algorithmes ont été ajoutés pour améliorer les performances énergétiques.

Reconception orientée matériel et faible consommation

Un convertisseur analogique numérique haute vitesse convertit le signal en bande de base reçue par la tête radiofréquence en une forme d'onde numérique. Ces données numériques sont multiplexées sur plusieurs canaux afin de réduire la fréquence de fonctionnement de l'interface ADC-PHY et des blocs de traitement suivants.

Une banque de détecteur de polarité détermine si le signal reçu est positif ou négatif, c'est-à-dire dans le cas où il s'agirait d'un signal IR-UWB BPSK, quelle était la phase du signal émis.

Un Rake de registres à décalage couplé à des détecteurs de SFD permet de combiner l'énergie des multitrajets. En effet, chaque voie du rake est capable de

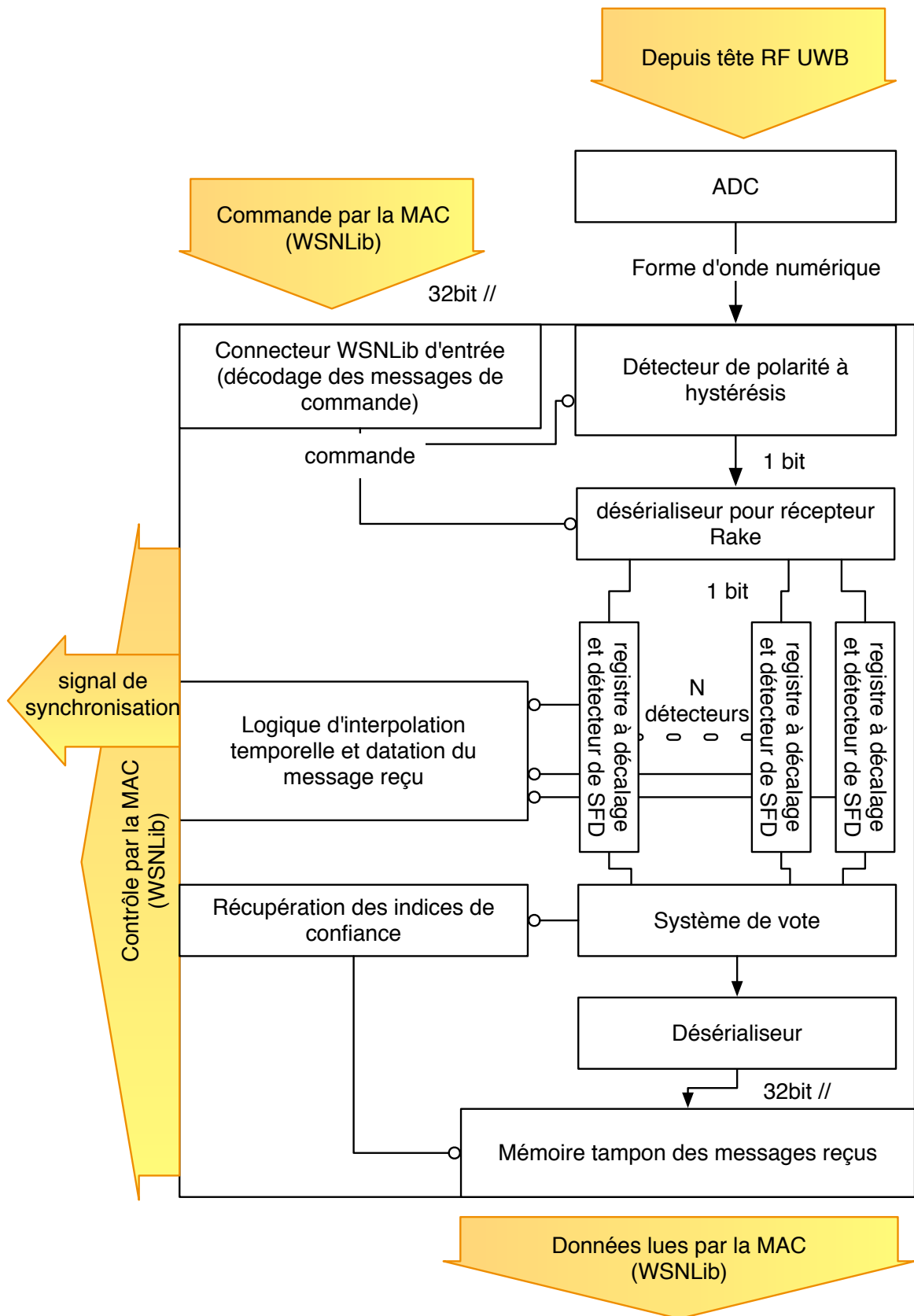


FIGURE 3.9 – Schéma bloc du récepteur IR-UWB BPSK

détecter un trajet de propagation différent si la différence de temps de propagation est supérieure à une période d'échantillonnage.

Toutes les voies du rake produisent en sortie un flux de bit décodé ou une absence de trame détectée qui sont ensuite combinés par un vote majoritaire pour déterminer les bits reçus.

La trame décodée est ensuite stockée dans une mémoire tampon en attendant que la couche MAC vienne la récupérer. Une interruption est générée au niveau de la couche MAC pour signaler l'arrivée d'une trame. Plusieurs paquets reçus peuvent être stockés pour éviter à la couche MAC d'avoir à se réveiller à chaque paquet reçu et conserver ainsi de l'énergie.

Une interpolation temporelle permet de détecter, grâce au récepteur Rake, sur quelle voie multiplexée de l'ADC la première impulsion de la trame a été détectée. Grâce à cela, la précision de datation de réception du paquet peut atteindre une période d'échantillonnage de l'ADC bien que la datation soit effectuée a posteriori puisqu'il faut d'abord détecter le SFD complet. Les données d'horodatage sont aussi stockées avec les données du paquet pour éviter à la couche MAC d'avoir à rester éveillée pour horodater les trames.

Amélioration des performances en conditions de SNR faible

Lorsque le rapport signal sur bruit est faible, le taux d'erreur bit augmente et le taux de perte de trame explose. Dans ces conditions, le rendement énergétique de la communication est mauvais car ces trames doivent être émises et décodées plusieurs fois pour être reçues correctement, ce qui multiplie la consommation énergétique pour chaque bit correctement transmis. Dans cette partie nous présentons nos travaux d'amélioration du rendement énergétique de la couche PHY dans ces conditions.

Amélioration de la détection de SFD

Dans des conditions de SNR faible, il arrive qu'un paquet entier ne soit pas reçu, car un bit du SFD a été décodé incorrectement. Ce seul bit erroné est couteux en énergie, car il oblige à renvoyer un paquet entier. Afin de remédier à cela, le détecteur de SFD a été augmenté d'une mesure de distance de Hamming avec le code SFD attendu. La distance maximale de Hamming entre le SFD décodé et celui attendu peut-être réglée pour se placer dans le cas précédent où la distance maximale était de zéro, jusqu'à un quart des bits erronés.

Ce dispositif a été simulé dans un testbench VHDL où un bruit blanc a été ajouté. Les tests ont cependant démontré que lorsque le SFD est reçu incorrectement à cause d'un SNR faible, le taux d'erreur bit de la trame entière est mauvais. Schématiquement, si 1 bit du SFD de longueur 32 est erroné, le BER est d'environ 3%. Les bits de toute la trame seront reçus avec un taux d'erreur bit similaire. Une fois la trame entière reçue, elle va nécessiter de passer l'étape de correction d'erreur (FEC) puis de contrôle d'intégrité (CRC). Étant donné le mauvais BER, ces

frames sont en moyenne plus souvent surconsommatrices en énergie qu'elles ne sont économes.

Nous ne pouvons donc conseiller d'utiliser ce dispositif que dans des cas particuliers de bruit électromagnétique. Premièrement les environnements bruités type « étincelle » qui provoquent des erreurs en rafale sur quelques bits seulement de la trame peuvent bénéficier d'un tel dispositif. Deuxièmement, dans le cas d'un contrôle d'accès au médium sans contention, la fin d'une trame d'un nœud A peut bruyeter le début d'une trame du nœud B pendant la réception par un nœud C qui pourrait, grâce à un tel dispositif, correctement réceptionner la trame.

Détecteur de polarité à hystérésis

Un détecteur de polarité détecte le signe du signal en entrée. Cependant, le bruit thermique ayant une composante continue nulle, le détecteur de polarité est hypersensible au bruit quand le rapport SNR est faible. Pour améliorer la détection de polarité, nous avons ajouté un hystérésis au détecteur de polarité. Cela revient à inverser la détection, non plus en amplitude par rapport au zéro, mais en amplitude par rapport à la pleine échelle. Dans ce cas, notre détection est la plus éloignée du bruit.

Décodage mou par le Rake

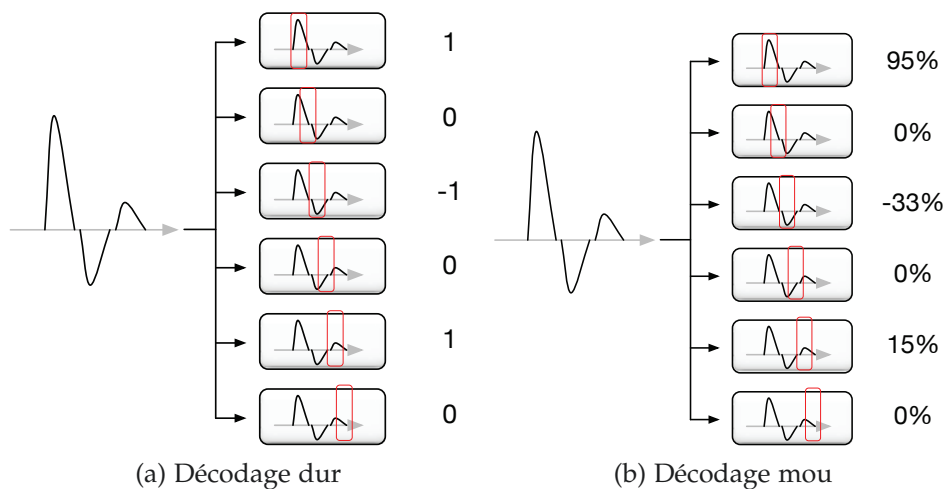


FIGURE 3.10 – Schéma bloc d'un décodeur rake

Un des inconvénients du récepteur Rake provient du fait que les voies avec un SNR faible peuvent polluer les voies avec un SNR élevé puisqu'elles ont le même poids dans la procédure de vote final. Pour pallier à ce problème, nous avons modifié les détecteurs du Rake pour qu'ils effectuent une démodulation molle. Au lieu de retourner une valeur binaire (0 ou 1), ils retournent une valeur graduée sur 3 bits en fonction de l'amplitude détectée par le détecteur de polarité. Dans le cas où un signal LOS est reçu, son amplitude sera bien supérieure aux composants NLOS reçus également, qui seront donc très peu influents sur la valeur de bit

démodulée. Dans le cas d'une réception uniquement NLOS, les voies avec le plus d'amplitude auront plus de poids que les voies d'amplitude faible et fortement bruitées. Ce décodage mou permet aussi d'améliorer les performances du codage canal en fournissant une information plus précise aux décodeurs de FEC.

3.5 CODAGE CANAL

La capacité d'un canal est une limite théorique et en pratique, le théorème de Shannon 3.1 ne donne aucune information sur le moyen de l'atteindre. Un récepteur sans-fil sans codage canal produit des bits erronés en raison du bruit et des interférences. Ces « erreurs bit » limitent la capacité du système sans-fil à transmettre des informations correctement. On peut cependant réduire le nombre de ces « erreurs bit » et s'approcher de la capacité du canal, mais pour cela il faut utiliser un codage des informations adapté. En effet, le codage source (les données binaires telles qu'elles sont fournies par les couches applicatives) n'est a priori pas adapté à la transmission sur un canal bruité et produira de nombreuses erreurs s'il est transmis tel quel. Le recodage des données sources pour se rapprocher de la capacité du canal est appelé codage canal (ou Forward Error Correction ou FEC en anglais). Il en existe plusieurs que nous allons étudier successivement pour choisir le ou les plus appropriés à notre application et ses contraintes.

Il existe deux mesures du nombre d'erreurs en réception : le taux d'erreurs bit (*BER*) et le taux d'erreurs paquet (*PER*). Dans le cas simple où aucun codage canal n'est appliqué, la relation entre les deux pour un paquet de n bits est donné par l'équation 3.14.

$$PER = 1 - (1 - BER)^n \quad (3.14)$$

Le taux d'erreurs paquet en fonction du taux d'erreurs bit dans ce cas est présenté dans la figure 3.11.

Le coût énergétique d'un paquet erroné est élevé puisque ce paquet doit être retransmis ce qui double l'énergie consommée.

3.5.1 Méthodologie

Dans les deux sections suivantes, nous allons évaluer l'efficacité énergétique des codes correcteurs Reed-Solomon et convolutifs. Pour cela, nous avons premièrement évalué le pouvoir de correction de ces codes. Pour ce faire, nous étudions le gain équivalent en SNR qu'ils procurent en fonction de différents paramètres de codage. Ensuite nous sélectionnons une implémentation VHDL pour chacun de ces codes que nous avons synthétisés pour ASIC. Cette synthèse a été effectuée avec les design kit Synopsys SAEDK 90nm [2] et SAEDK 32nm [1]. Ces décodeurs ont été synthétisés pour fonctionner avec une l'horloge de la couche PHY qui dépend de celle de l'ADC, ces designs ont été synthétisés avec cette même horloge de 62,5 MHz [11].

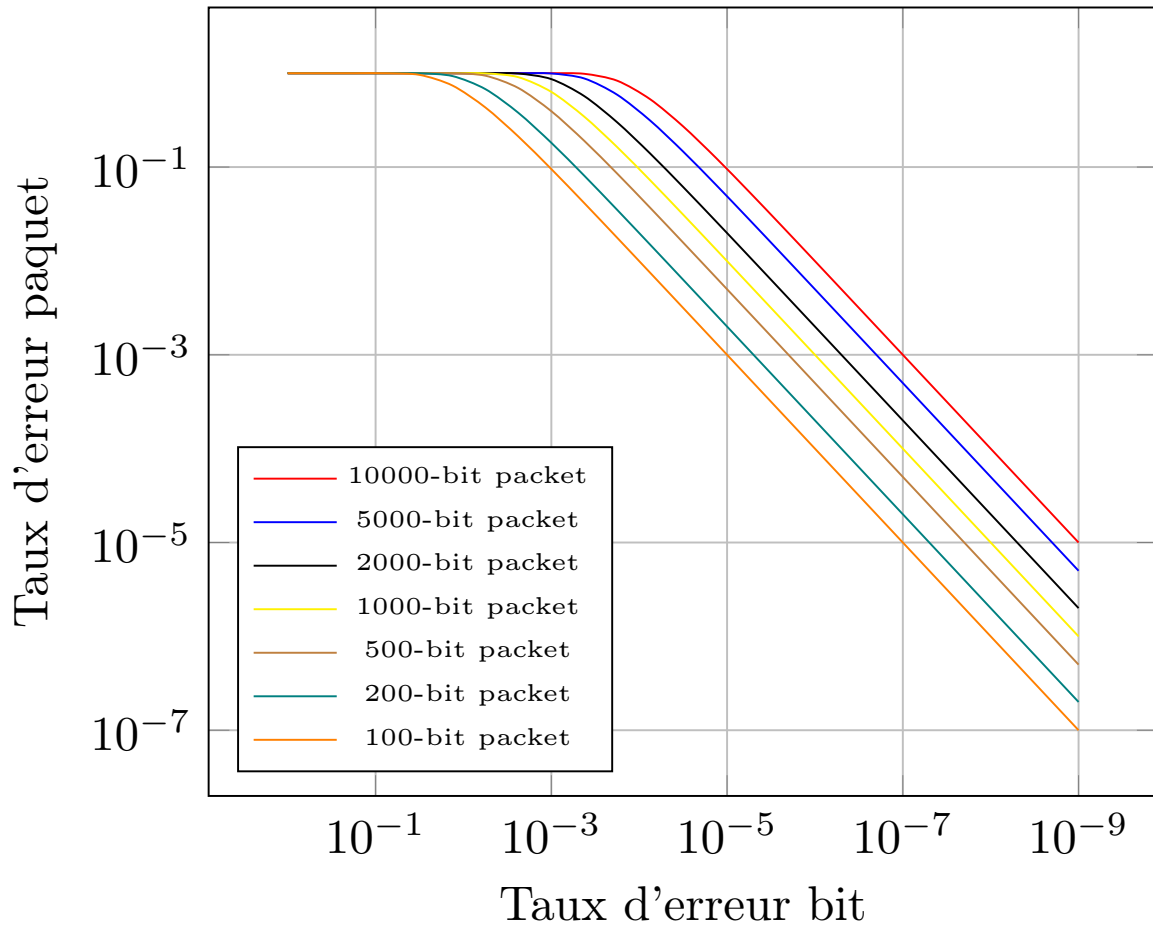


FIGURE 3.11 – Taux d’erreur paquet en fonction du taux d’erreurs bit

3.5.2 Efficacité énergétique des codes correcteurs Reed-Solomon

Le taux d’erreur en sortie d’un décodeur Reed-Solomon est donné par l’équation 3.15 tirée de [25].

$$P_w = \sum_{i=t+1}^n C_n^i p^i (1-p)^{n-i} \quad (3.15)$$

Le diagramme RTL de l’implémentation du décodeur Reed-Solomon est donné en figure 3.12. Le décodeur a été synthétisé en version décodage dur et décodage mou. Le décodage dur utilise en entrée une information binaire (un bit vaut 0 ou 1) alors qu’un décodage mou utilise un indice de confiance (ce bit vaut 1 à 80%). Le décodeur possède donc une information supplémentaire qui lui permet de localiser les erreurs plus facilement puisque ce sont les bits avec les indices de confiance les plus bas. En revanche, le décodage consomme plus d’énergie pour comparer les indices de confiance entre eux.

Les résultats de simulation de consommation énergétique du décodeur Reed-Solomon pour une implémentation ASIC 32 nm sont donnés dans la table 3.1 et dans la figure 3.13.

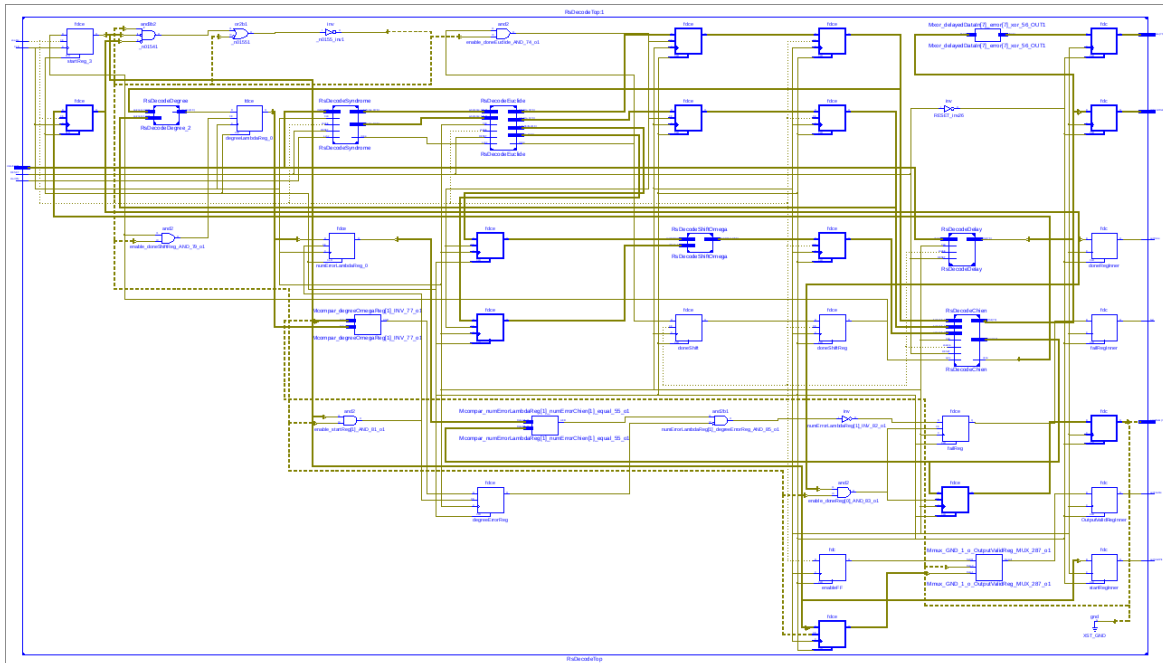


FIGURE 3.12 – Schéma bloc de l’implémentation du décodeur Reed-Solomon

décodage	RS (9, 11)	RS (27, 33)	RS (54, 66)	RS (108, 112)	RS (216, 224)
hard	109.9677	201.6191	343.7556	263.9291	465.0933
soft	175.9618	567.7276	1.0456e3	555.7458	1.0067e3

TABLE 3.1 – Consommation en μW d’un décodeur Reed-Solomon hard et soft pour différentes valeurs de m , n et k en technologie CMOS 32 nm

décodage	RS (9, 11)	RS (27, 33)	RS (54, 66)	RS (108, 112)	RS (216, 224)
hard	140.5207	258.3006	543.6214	473.4042	1.0133e+03
soft	373.0894	507.7064	901.2510	555.4631	1.1691e+03

TABLE 3.2 – Consommation en μW d’un décodeur Reed-Solomon hard et soft pour différentes valeurs de m , n et k en technologie CMOS 90 nm

La consommation augmente avec la taille des blocs, mais étant donné que pour une même quantité de données il faudra autant de cycles d’horloge pour décoder un message, les codes plus courts ont un meilleur rendement énergétique. Cependant, les codes plus courts sont aussi moins efficaces contre les erreurs en rafale. Nous observons des résultats similaires pour une implémentation ASIC 90 nm (cf. table 3.2 et figure 3.14). Cependant, les consommations sont légèrement plus élevées avec la technologie 90 nm. Ce résultat est attendu vu que les tensions d’alimentation et donc les pertes par effet Joule sont plus élevées.

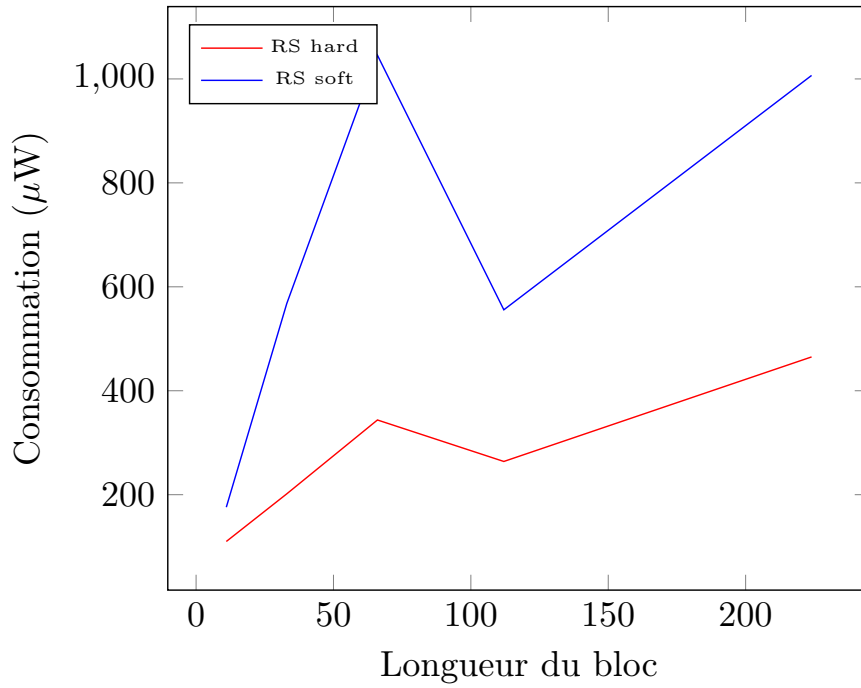


FIGURE 3.13 – Consommation d’un encodeur et d’un décodeur Reed-Solomon hard et soft pour différentes valeurs de m, n et k en technologie CMOS 32 nm

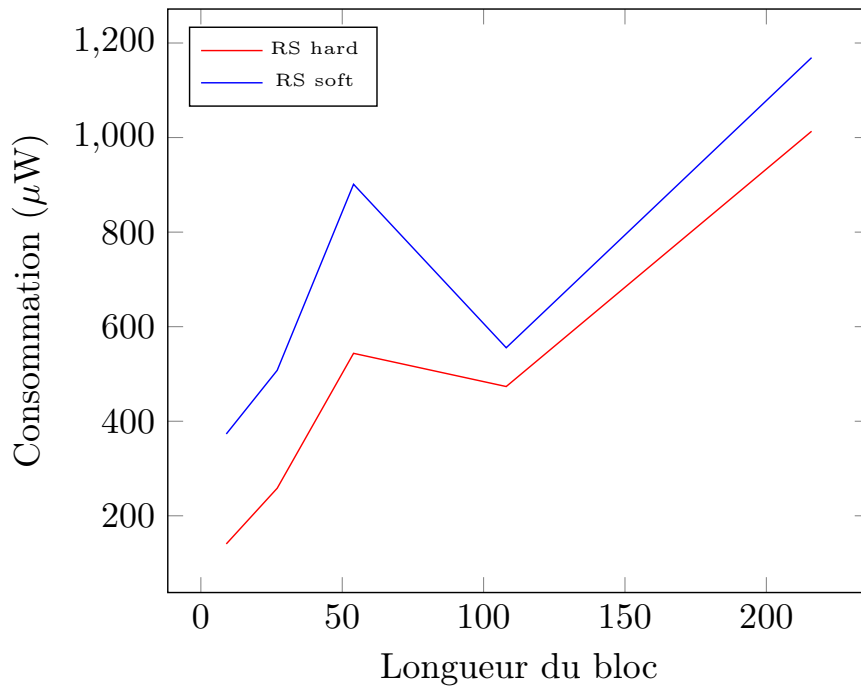


FIGURE 3.14 – Consommation d’un encodeur et d’un décodeur Reed-Solomon hard et soft pour différentes valeurs de m, n et k en technologie CMOS 90 nm

3.5.3 Efficacité énergétique des codes convolutifs

Le décodeur de Viterbi a été synthétisé pour des longueurs de contrainte de 3, 5, 7 et 9, pour des taux de codage de $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{3}$ et $\frac{1}{4}$, en décodage dur et mou. Les résultats

de simulations de consommation pour une technologie ASIC CMOS 32 nm sont présentés dans le tableau 3.3 et la figure 3.15. On remarque que la consommation augmente en $\mathcal{O}(2^k)$, comme la complexité de l'algorithme de Viterbi où k désigne la longueur de contrainte de code, qui est aussi la profondeur du treillis. On remarque aussi que la consommation est bien supérieure à celle du décodeur Reed-Solomon. On peut noter des résultats similaires avec les simulations de consommation pour une technologie ASIC CMOS 90 nm (cf. table 3.4 et figure 3.16).

k	1/2 hard	1/2 soft	1/3 hard	1/3 soft	1/4 hard	1/4 soft
3	175.5595	198.9336	177.0570	200.9272	185.3981	211.9704
5	324.5301	383.5164	328.4930	372.1803	520.8781	668.3831
7	787.1492	989.2343	843.2687	1069.9	847.0559	1068.1
9	2882.8	3738.9	2829.3	3786.3	2932.5	3864.8

TABLE 3.3 – Consommation en μW d'un décodeur Viterbi hard et soft pour différentes longueurs de contrainte en technologie CMOS 32 nm

k	1/2 hard	1/2 soft	1/3 hard	1/3 soft	1/4 hard	1/4 soft
3	332.9611	361.0052	335.7815	369.2398	333.1997	388.8988
5	7.7230	863.0028	8.3367	976.1627	2.0498e3	1.6425e3
7	2.0224e3	2.5855e3	1.9761e3	2.7714e3	2.2457e3	2.5662e3
9	6.2828e3	8.5472e3	6.6846e3	8.7131e3	1.2876e4	9.4428e3

TABLE 3.4 – Consommation en μW d'un décodeur Viterbi hard et soft pour différentes longueurs de contrainte en technologie CMOS 90 nm

3.5.4 Selection du codage canal

En utilisant toutes ces informations sur les contraintes et les performances de ces différents codes correcteurs, nous pouvons maintenant sélectionner le ou les plus appropriés pour notre usage. En raison de leur efficacité énergétique, les codes Reed-Solomon paraissent les plus appropriés pour le cas général. Cependant, lorsque le rapport signal sur bruit diminue, par exemple lorsque le récepteur se situe en limite de portée, les erreurs de réception tendent à se répartir aléatoirement dans le message. Dans ce cas, la performance des codes Reed-Solomon se dégrade très vite. C'est pourquoi nous allons combiner les codes Reed-Solomon avec un code convolutif pour éliminer les erreurs bit isolées dues au faible SNR. Pour garder une consommation raisonnable, on devra utiliser un code convolutif dont la contrainte de longueur est faible, c'est-à-dire 3 ou 5. Combiner les deux codes permet aussi de réutiliser le décodeur Reed-Solomon et donc de réduire les coûts de fabrication et la complexité du circuit.

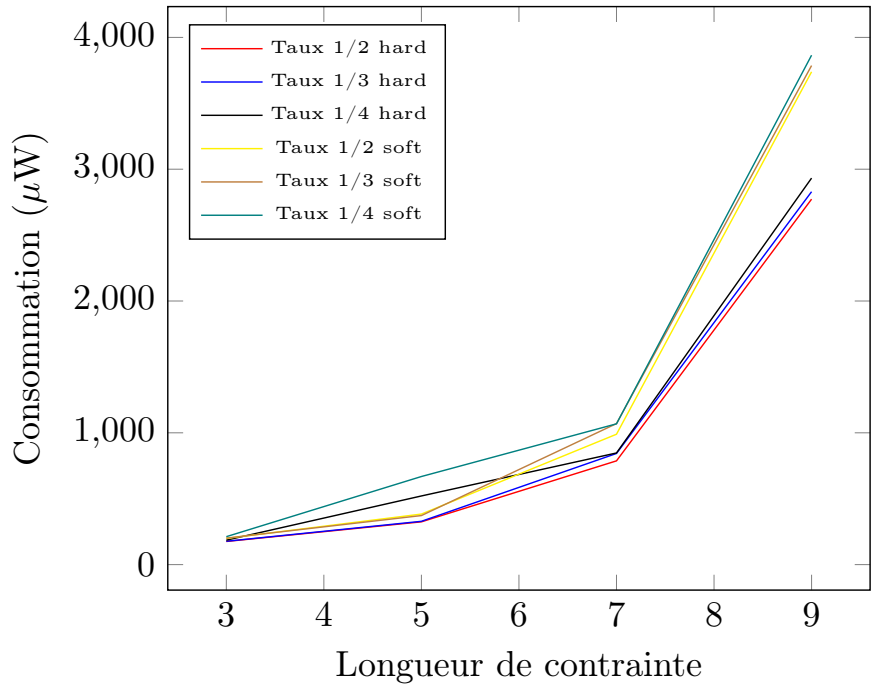


FIGURE 3.15 – Consommation d’un décodeur Viterbi hard et soft pour différentes longueurs de contrainte en technologie CMOS 32 nm

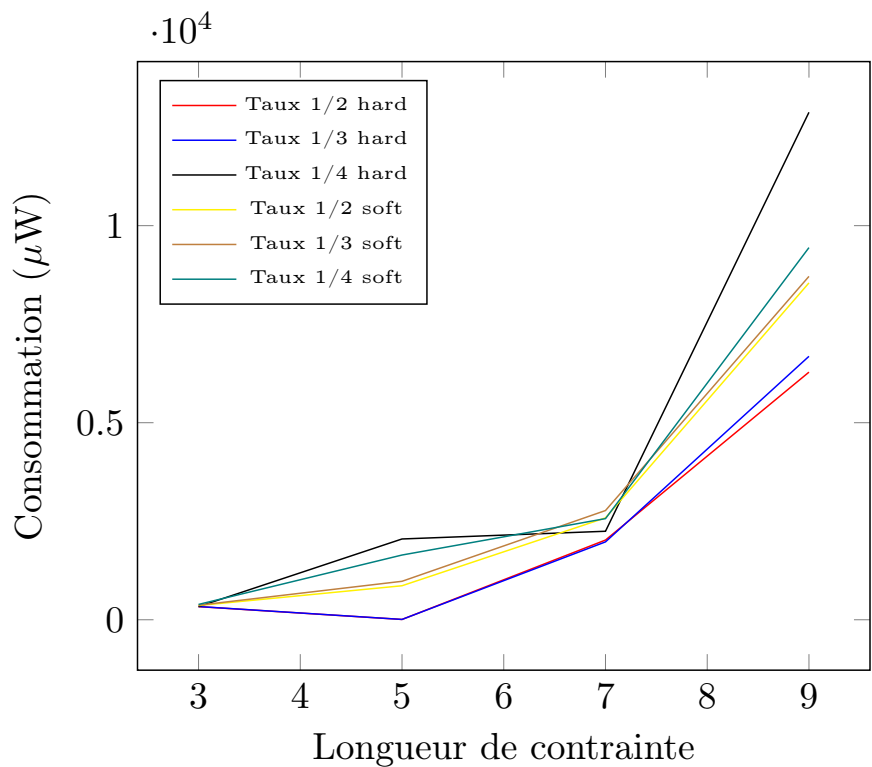


FIGURE 3.16 – Consommation d’un décodeur Viterbi hard et soft pour différentes longueurs de contrainte en technologie CMOS 90 nm

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons vu comment optimiser les performances de la couche physique par rapport à deux critères principaux qui sont le débit et la

consommation énergétique. La couche physique Impulse Radio Ultra Wide Band a été choisie pour sa faible consommation et son débit élevé. Pour améliorer le taux d'erreur bit, nous avons étudié les codes correcteurs d'erreurs de l'état de l'art afin de maximiser le rendement énergétique de ceux-ci.

Dans le prochain chapitre, nous détaillons la conception de la couche MAC que nous avons réalisée. Celle-ci est bien évidemment adaptée à la couche physique haut débit et faible consommation présentée dans ce chapitre.

CONCEPTION COUCHE MAC

Comme défini dans le chapitre 2, le réseau de capteurs comportera des centaines voire des milliers de capteurs, dont les données seront transmises par des centaines de nœuds communicants organisés dans une architecture cluster tree. Ce nombre de nœuds élevé ainsi que la quantité de données échangées entrent en contradiction avec les contraintes énergétiques fortes évoquées précédemment. Après avoir optimisé la couche physique au chapitre précédent, nous allons nous attacher dans ce chapitre à maximiser la quantité de données échangeable de façon fiable tout en minimisant l'énergie nécessaire à cette transmission.

4.1 CONTRÔLE D'ACCÈS AU MÉDIUM

Nous avons vu dans le chapitre 2 que les nœuds seront organisés en grappe, et cette section s'intéresse à la manière de faire communiquer les nœuds d'une grappe entre eux. En gardant à l'esprit l'objectif d'efficacité énergétique, nous allons étudier les solutions proposées dans la littérature.

Nous allons nous attacher à comparer l'efficacité énergétique de ces méthodes de contrôle d'accès. Pour cela, nous devons calculer la consommation énergétique de chacune d'entre elles. Or, la consommation de la couche MAC elle-même est négligeable, mais c'est la consommation de la transmission sans-fil qui doit être comparée. Pour cela, il faut comparer l'efficacité de la couche MAC à utiliser efficacement la couche PHY et à ne pas gaspiller l'énergie.

4.1.1 Algorithmes avec contention

Les algorithmes de contrôle d'accès au médium avec contention permettent un contrôle distribué, c'est-à-dire que chaque nœud peut décider quand envoyer un paquet indépendamment des autres. Cette approche a été proposée dans [3, 85] et appelée ALOHA parce qu'inventée par l'université d'Hawaï. L'avantage est que le réseau est très simple à mettre en place puisqu'aucune configuration n'est nécessaire. De plus, dans le cas d'une gestion centralisée de l'accès au médium, le nœud qui assure la gestion a une consommation énergétique accentuée par rapport aux autres ce qui n'est pas le cas avec ALOHA.

Avec ALOHA, on se place dans le cas le plus simple où aucun contrôle d'accès n'est effectué : chaque nœud envoie un paquet dès qu'il est prêt à être envoyé. Dans ce cas, le taux de collision, donc le taux de réémission de paquet et la consommation énergétique est décrite par l'équation 4.1.

$$Taux_{collision} = 1 - (1 - Taux_{utilisation})^{nb\ nœuds} \quad (4.1)$$

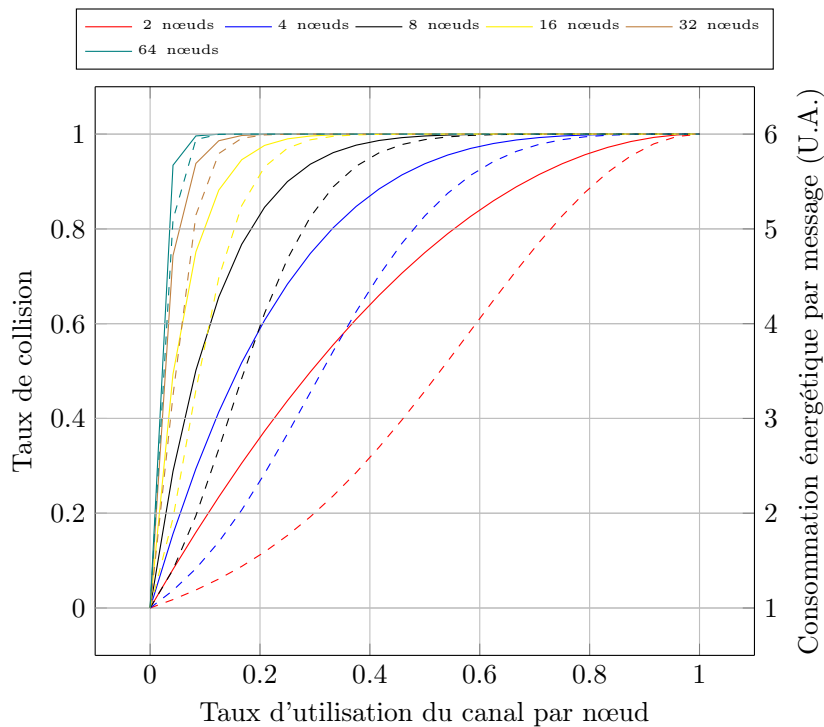


FIGURE 4.1 – Taux de collision en fonction du trafic et du nombre de nœuds

Pour assurer la transmission des données, lorsqu'une collision a lieu, le paquet doit être retransmis, coûtant à nouveau de l'énergie. Lorsque le taux de collision augmente et se rapproche de 1, le nombre de retransmissions tend vers l'infini. Le nombre maximal de retransmissions doit donc être borné pour éviter la saturation et le blocage des paquets suivants. Toutes choses égales par ailleurs, lorsque le taux de collision est proche de 1, très peu de paquets peuvent être reçus et la couche MAC est inutilisable. On peut maintenant calculer la quantité d'énergie consommée pour envoyer un paquet avec l'équation 4.2.

$$E_{\text{message}} = \sum^{nb \text{ essais max}} Taux_{\text{collision}}^{nb \text{ nœuds}} * E_{\text{envoi}} \quad (4.2)$$

La figure 4.1 représente la variation de la consommation énergétique par message pour différents nombres de nœuds. Le nombre maximal de retransmissions est fixé à 5 ce qui implique que la consommation maximale par message est de 6.

Comme un paquet a une probabilité $1 - Taux_{\text{collision}}$ d'être transmis correctement, lorsque le taux de collision augmente, l'énergie utilisée pour transmettre correctement un paquet explose. On remarque dans ce graphique que l'énergie par message n'est proche de 1 que lorsque le taux d'utilisation est très faible.

On peut aussi calculer le débit moyen de la MAC par nœud qui dans ce cas est exprimé par l'équation 4.3. Les variations de débit sont représentées dans la figure 4.4 pour les mêmes nombres de nœuds.

$$D_{\text{nœud}}^- = Taux_{\text{Collision}} \times Taux_{\text{Utilisation}} \quad (4.3)$$

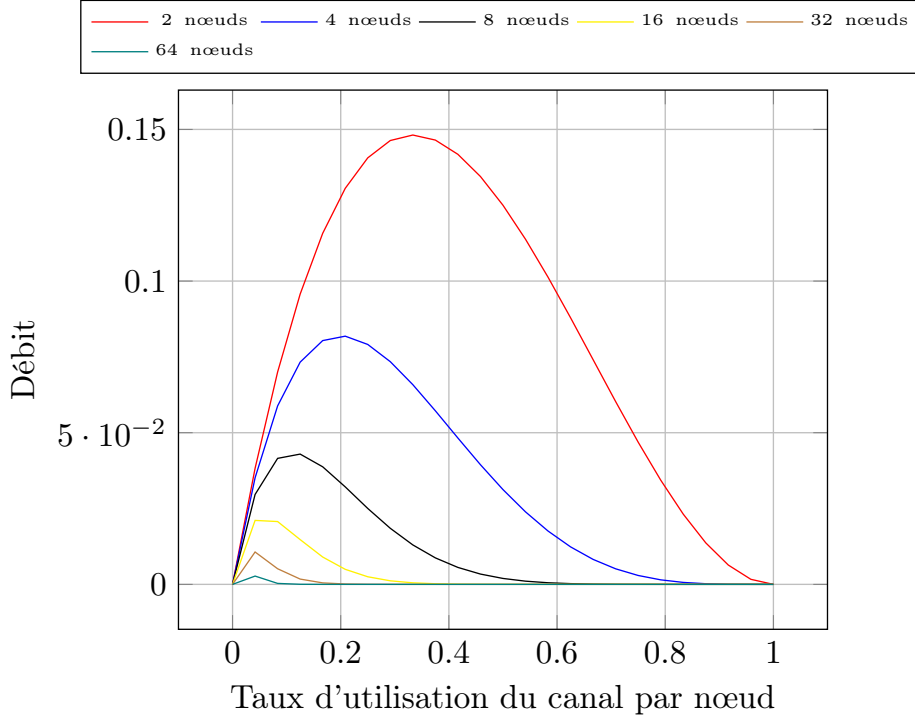


FIGURE 4.2 – Taux d'utilisation du réseau

Le débit maximal par nœud diminue avec le nombre de nœuds.

On peut améliorer ce taux de collision avec des algorithmes plus complexes, notamment les algorithmes de contrôle d'accès du type Carrier Sense Multiple Access. Dans ce cas, avant de transmettre, un émetteur doit écouter le canal pour vérifier qu'il n'est pas déjà utilisé. De cette manière, le nombre de collisions est réduit comme le montre la figure .

$$S_{CSMA_{1p}} = \frac{G \left[1 + G + \alpha G \left(1 + G + \alpha \frac{G}{2} \right) e^{-G(1+2\alpha)} \right]}{G(1+2\alpha) - (1 - e^{-\alpha G}) + (1 + \alpha G) e^{-G(1+\alpha)}} \quad (4.4)$$

$$S_{slotted_CSMA_{1p}} = \frac{G e^{-G(1+\alpha)} [1 + \alpha - e^{-\alpha G}]}{(1 + \alpha) (1 - e^{-\alpha G}) \alpha e^{-G(1+\alpha)}} \quad (4.5)$$

$$S_{CSMA_{non_p}} = \frac{G e^{-\alpha G}}{G(1+2\alpha) + e^{-\alpha G}} \quad (4.6)$$

$$S_{slotted_CSMA_{non_p}} = \frac{\alpha G e^{-\alpha G}}{(1 + \alpha) (1 - e^{-\alpha G}) + \alpha} \quad (4.7)$$

$$S_{CSMA_p} = \frac{(1 - e^{-\alpha G}) [P'_s \pi_0 + P_s (1 - \pi_0)]}{(1 - e^{-\alpha G}) (\alpha t' \pi_0 + \alpha t (1 - \pi_0) + 1 + \alpha) + \alpha \pi_0} \quad (4.8)$$

Les algorithmes de type CSMA présentent plusieurs inconvénients pour notre application : premièrement, le fait de sonder le canal pour savoir s'il est utilisé consomme de l'énergie. Même si on peut optimiser la manière dont est fait ce

Algorithme MAC	Efficacité maximale
ALOHA	0,184
Slotted ALOHA	0,368
1-persistent CSMA	0,529
Slotted 1-persistent CSMA	0,531
0,01-Persistent CSMA	0,791
Non-Persistent CSMA	0,815
0,03-Persistent CSMA	0,827
Slotted Non-Persistent CSMA	0,857

TABLE 4.1 – Efficacité maximale des MAC avec contention

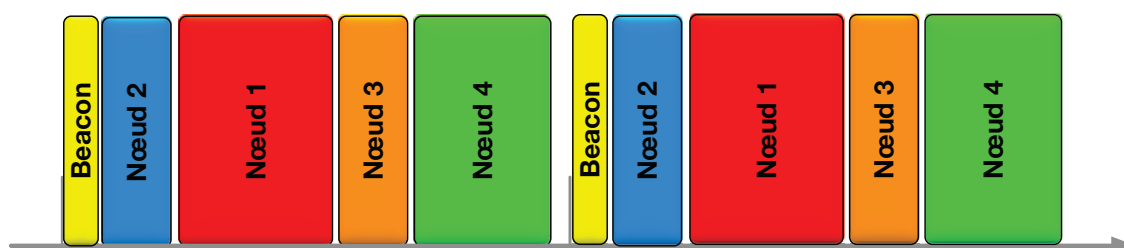


FIGURE 4.3 – Schéma type d'une trame TDMA

sondage au niveau de la couche physique pour consommer moins d'énergie que lors de la réception d'un message et que cette quantité d'énergie consommée est relativement faible, elle sera consommée pendant de longues périodes.

Deuxièmement, en raison des délais intertrames et de réémission, le canal est sous-utilisé. Donc le débit applicatif sera soit réduit, soit le débit de la couche physique devra être plus élevé.

Enfin, un autre problème des algorithmes aléatoires type ALOHA ou CSMA est le non-déterminisme. En effet, la composante aléatoire du temps d'attente avant une réémission engendre une variabilité des performances en fonction d'un grand nombre de facteurs comme le trafic des autres nœuds et leurs positions relatives.

4.1.2 Algorithmes sans contention

Dans le cas d'un contrôle d'accès au médium par TDMA, l'efficacité de la MAC devient virtuellement maximale (égale à 1) puisqu'il n'y a plus de collision, plus de risque de terminal caché et plus besoin d'espacement intertrame (backoff). De plus, les nœuds peuvent se mettre en veille et se réveiller de façon optimale en fonction des temps de parole alloués. Par contre, ce mécanisme de contrôle d'accès requiert un contrôle centralisé ce qui oblige un des nœuds à jouer le rôle de coordinateur. Cette contrainte n'en est heureusement pas une dans notre cas puisqu'elle correspond à la topologie cluster tree de notre réseau. De plus, les performances du réseau sont déterministes ce qui est important pour notre application.

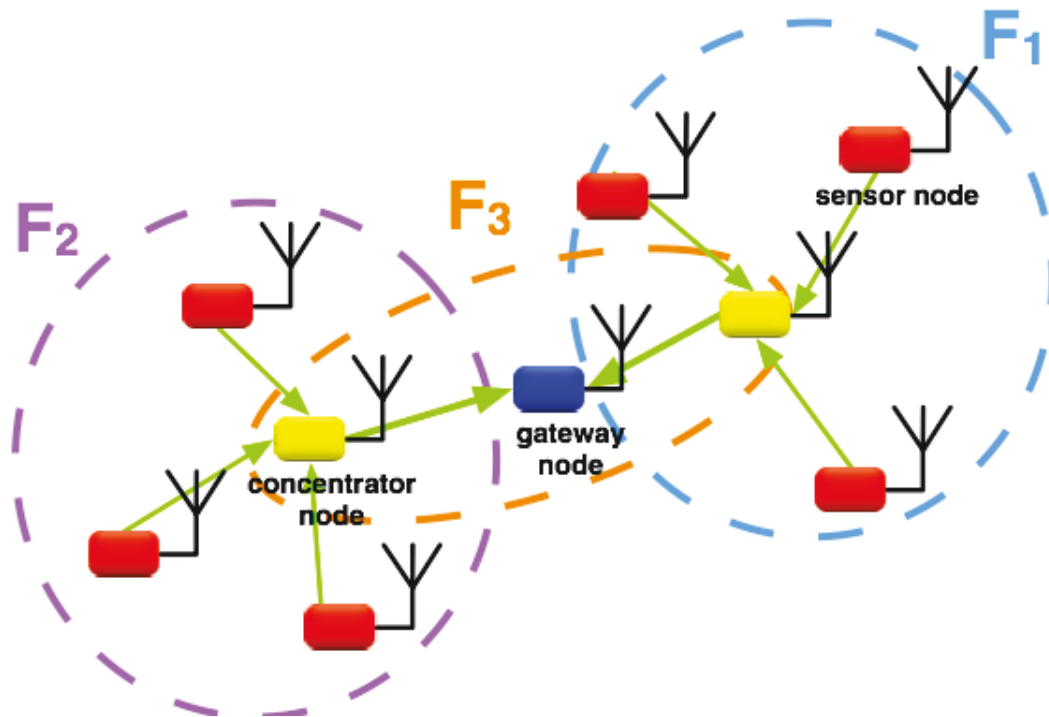


FIGURE 4.4 – Architecture du réseau possible grâce à la MAC choisie

Il existe deux façons de gérer le TDMA, la plus simple consiste à allouer des créneaux de temps fixe pour chacun des nœuds de la grappe du cluster tree. Dans ce cas, l'utilisation de la ressource est sous-optimale puisque certains nœuds n'utiliseront pas complètement leur créneau. Une autre façon consiste à permettre aux nœuds de demander des créneaux en fonction de leurs besoins. Nous nommerons cet algorithme Dynamic TDMA. Un des avantages est que le réseau peut s'accommoder de la panne d'un nœud routeur.

4.1.3 Choix de l'algorithme de contrôle d'accès

D'après l'étude d'efficacité énergétique que nous avons menée et compte tenu des contraintes de l'application visée, il apparaît judicieux d'utiliser l'algorithme Dynamic TDMA. Cependant, pour la phase d'établissement du réseau et pour les requêtes d'allocation de ressources, il faut utiliser un algorithme distribué, et CSMA est celui qui a la meilleure efficacité énergétique et la plus faible complexité. Maintenant que nous avons optimisé les collisions et l'accès au canal, nous allons maximiser l'efficacité du mécanisme d'acquiescement des données.

Grâce à cette couche MAC, il est possible de mettre en place l'architecture cluster-tree de manière efficace grâce à la possibilité d'organiser les nœuds du réseau en maximisant l'utilisation du spectre et en fonction des conditions de réception et de trafic.

4.2 ACQUITTEMENT DES DONNÉES - CONTRÔLE D'INTÉGRITÉ

L'acquittement des données est le fait pour la couche MAC d'un nœud de signaler à la couche MAC d'un autre nœud que le message que celle-ci lui a transmis a été correctement reçu. Il faut d'abord s'assurer que les données reçues ne sont pas corrompues.

4.2.1 *Contrôle de l'intégrité*

Il est important pour la fiabilité de la transmission de pouvoir détecter les erreurs dans un paquet reçu. Pour cela, on peut créer une somme de contrôle de données émises, qui est une sorte d'empreinte de données, et vérifier que les données reçues ont la même empreinte. Il existe plusieurs familles d'algorithmes pour calculer une telle somme de contrôle. Celle qui consomme le moins d'énergie à calculer tout en possédant un pouvoir de détection suffisant est la famille des contrôles de redondance cyclique (CRC), proposé par Peterson dans [83].

Le CRC possède deux qualités importantes pour la détection d'erreur. Premièrement, un effet avalanche provoque, pour le moindre changement dans les données, une valeur complètement différente pour le CRC. Ainsi, même si le code correcteur d'erreurs laisse passer quelques erreurs dans les données, et dans le champ CRC, elles seront sûrement détectées par le récepteur comme invalides. Deuxièmement, pour vérifier les données protégées par le CRC, il suffit de calculer le CRC sur les données reçues, et ensuite d'ajouter la valeur du CRC attendu. Dans le cas où les données sont valides, la valeur du résultat est nulle, dans le cas contraire la valeur du CRC sera non-nulle.

4.2.1.1 *Choix du polynôme CRC*

Tout comme pour les codes correcteurs d'erreur, le choix du polynôme du CRC est déterminant pour ses performances. Le polynôme qui donne les meilleurs résultats est $0x11EDC6F41 = x^{32} + x^{28} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{23} + x^{22} + x^{20} + x^{19} + x^{18} + x^{14} + x^{13} + x^{11} + x^{10} + x^9 + x^8 + x^6 + 1$, tel que décrit dans [16].

4.2.2 *Acquittement des données*

Ce mécanisme sert deux buts principaux. Premièrement, le fait d'acquitter les données au niveau du lien point à point permet de détecter immédiatement lorsqu'un message n'est pas reçu correctement. Ainsi, dans un réseau où les messages transitent par plusieurs nœuds, au lieu d'attendre que le nœud destinataire détecte que le message n'est pas arrivé ou attende que le nœud source ne reçoive pas d'acquittement des couches supérieures, le message peut être retransmis immédiatement. Le temps nécessaire à la transmission correcte du message depuis le nœud source jusqu'au nœud de destination est ainsi réduit. D'autre part, au lieu de retransmettre le message sur chacun des liens sans-fil entre le nœud source et le nœud de destination, le message est uniquement retransmis entre les nœuds où

la réception est mauvaise. Les nœuds dont la communication est sans encombre évitent donc de réémettre le message et de gaspiller de l'énergie. Ils économisent encore plus d'énergie en entrant dans un état de veille alors que le message peut être encore en transit entre d'autres nœuds.

L'algorithme d'acquiescement le plus simple est appelé Immediate-ACK. Chaque message transmis est acquitté sur le champ par le nœud récepteur.

Nous avons à présent tous les éléments pour détailler le design de notre couche MAC.

4.3 BLOCS FONCTIONNELS

L'interface réseau apparaît comme un périphérique au CPU ou au contrôleur de nœud. Afin d'être le plus reconfigurable possible, les fonctionnalités de la couche MAC ont été divisées en blocs fonctionnels interchangeable et/ou optionnels. Les sections suivantes décrivent cette division et ces blocs. L'architecture générale de la couche MAC est résumée par la figure 4.5.

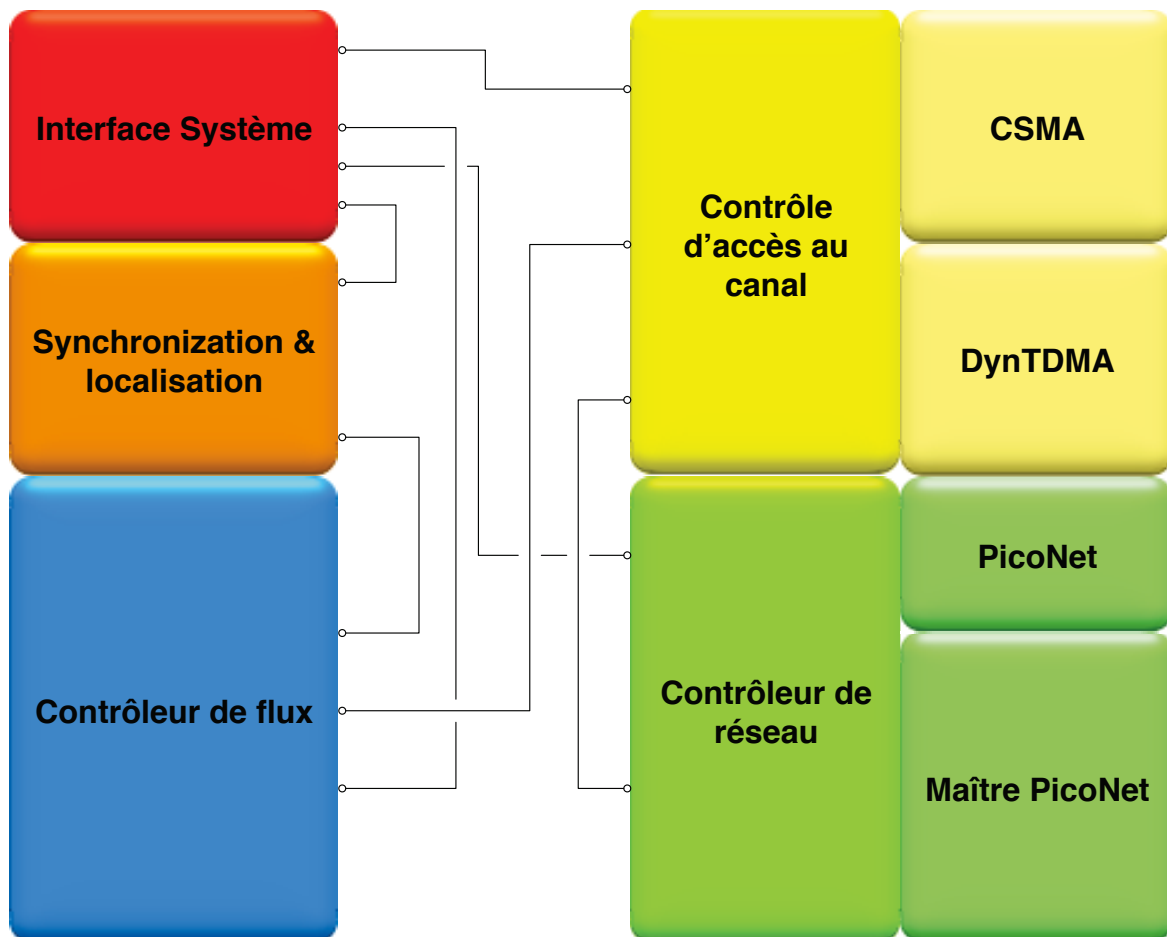


FIGURE 4.5 – Architecture de la couche MAC

4.3.1 *Contrôleur de réseau*

Le contrôleur de réseau est chargé de tout ce qui a trait à la formation et à possibilité de rejoindre un réseau. Il peut aussi optionnellement opérer comme coordinateur de réseau. Il fonctionne en collaboration avec le contrôleur d'accès au canal.

4.3.2 *Contrôleur d'accès au canal*

Le contrôleur d'accès au canal est responsable du respect des allocations de temps et réalise les tâches suivantes :

- n'autorise l'accès au canal que lorsque cela est permis par une allocation de temps
- notifie le contrôleur de flux du gain ou de la perte d'accès au médium
- maintient une liste des allocations de temps
- gère les requêtes d'allocation et de libération des allocations de temps
- supporte plusieurs méthodes de contrôle d'accès (nécessaire au moins pour former et rejoindre un réseau)

4.3.3 *Contrôleur de flux*

Le contrôleur de flux permet de stocker les messages en attendant un créneau de temps. C'est lui qui permet le multiplexage temporel entre les différents flux de données qui transitent par la couche MAC. C'est aussi le contrôleur de flux qui est responsable de vérifier l'intégrité des données reçues à l'aide du CRC. Enfin, en fonction du type de données, différentes politiques de qualité de service peuvent être appliquées, notamment au niveau de l'acquiescement des messages et du nombre de retransmissions possibles.

4.3.4 *Interface système*

L'interface système fournit un point d'accès aux services réseau de la MAC pour les couches supérieures de la pile réseau. Elle se présente comme une zone mémoire dans laquelle des plages d'adresses sont attribuées soit à des registres de contrôle, soit à des mémoires tampons pour déposer ou lire des données.

4.3.5 *Synchronization et localisation*

Ce bloc tient à jour une horloge distribuée dans tout le réseau afin de pouvoir horodater avec précision les prises de mesure. La fine synchronisation des horloges entre les nœuds permet aussi de mesurer le temps de vol du signal radioélectrique et donc d'effectuer un positionnement relatif des nœuds entre eux.

4.3.6 Interface couche MAC - couche physique

L'interface MAC-PHY est conçue pour minimiser la consommation des deux blocs. Elle est donc basée sur une communication asynchrone afin de permettre d'éteindre un maximum de transistors. Les paquets en transit sont donc stockés dans une mémoire temporaire où la MAC peut les lire ou les écrire quand elle le souhaite.

La couche MAC contrôle la mise en veille de la couche PHY. Elle peut mettre en veille indépendamment la partie émetteur et la partie récepteur avec respectivement les messages *tx_sleep* et *rx_sleep*, puis les réveiller avec respectivement les messages *tx_wakeup* et *rx_wakeup*. Seul le bloc interface MAC-PHY se met en veille automatiquement quand aucun message n'est échangé et désactive sa RAM paquet quand aucun paquet n'y est stocké.

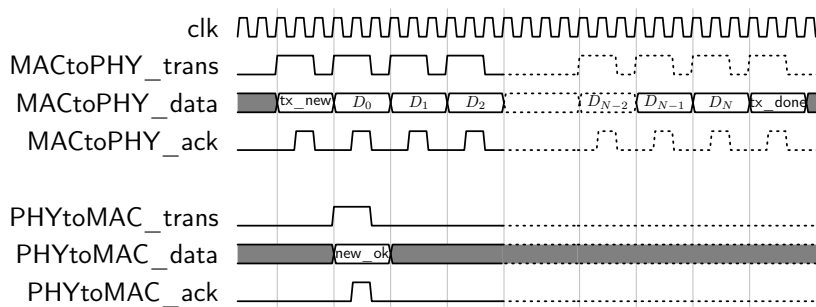


FIGURE 4.6 – Chronogramme de l'écriture d'un paquet et son envoi

En émission, la MAC envoie le paquet à la PHY avec un message *tx_packet_new*. La PHY répond *tx_packet_new_ok* si un emplacement mémoire est disponible, *tx_packet_new_error* sinon. La MAC peut ensuite envoyer les données avec une série de *tx_packet_data* terminée par un *tx_packet_done*. Quand le slot d'envoi commence, la MAC déclenche l'envoi avec un *tx_send*. Le paquet reste dans la mémoire tampon jusqu'à ce que la MAC envoie la commande *tx_packet_release*, sinon elle peut réémettre le paquet en renvoyant une commande *tx_send*. La PHY envoie en message *tx_busy* au début de l'envoi et un message *tx_idle* lorsque celui-ci est terminé.

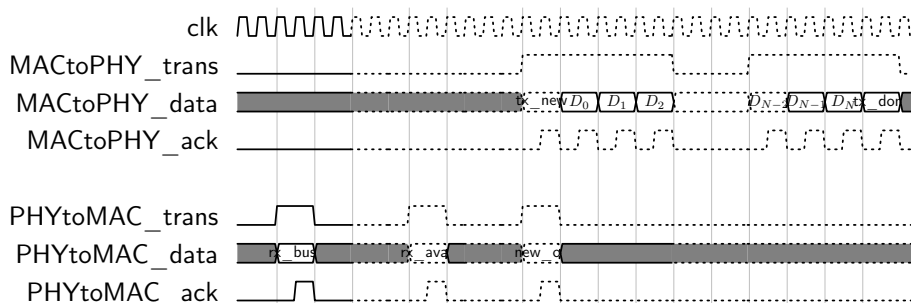


FIGURE 4.7 – Chronogramme de la réception d'un paquet et sa lecture

En réception, la PHY signale qu'un paquet est en cours de réception avec le message *rx_busy*. Quand la réception est terminée, la PHY signale la disponibilité

du paquet avec un message *rx_packet_avail* ou un message *rx_decode_error* si une erreur de décodage ou de FEC a été détectée. Quand elle le souhaite, la MAC peut venir lire le paquet avec la commande *rx_packet_read*, ce à quoi la PHY répond avec une série de messages *rx_packet_data* terminée par un *rx_packet_done*.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons conçu la couche MAC du système. Afin de maximiser l'efficacité énergétique de chaque nœud et du réseau de capteur en entier, nous avons opté pour un algorithme de contrôle d'accès basé sur TDMA. Cet algorithme élimine considérablement les collisions lors de la transmission d'informations entre les nœuds à un niveau quasi nul. Différents mécanismes d'acquittement ont été explorés afin de satisfaire différentes exigences de qualité de service.

Le chapitre suivant détaille l'implémentation du nœud communicant sur un démonstrateur matériel.

IMPLÉMENTATIONS ET TESTS

Dans les chapitres précédents nous nous sommes attachés à définir un système de communication sans-fil adapté aux réseaux de capteurs sans-fil pour la surveillance de structure aéronautique. Nous avons défini une couche physique et une couche MAC adaptée, ainsi que l'architecture générale du réseau. Nos travaux ne seraient pas complets sans que nous les confrontions à la réalité. C'est pour cela que dans ce chapitre nous implémentons matériellement notre conception pour démontrer sa faisabilité. Nous nous attacherons aussi à démontrer les performances qu'il peut atteindre grâce à la réalisation de plusieurs prototypes. Nous nous attarderons sur trois points clés de l'implémentation, les aspects de généricité et modularité, l'implémentation du FEC et celle de la synchronisation dans la couche physique, et l'interface système dans la MAC.

5.1 GESTION ET IMPLÉMENTATION DE LA RECONFIGURABILITÉ DANS UN CIRCUIT NUMÉRIQUE

Pour mettre en œuvre les concepts définis dans les chapitres précédents, il est important de pouvoir implémenter une architecture numérique reconfigurable. Pour ce faire, plusieurs briques de base ont été mises au point : un mécanisme de communication générique, souple et efficace et un composant de stockage de paquet. Les circuits numériques développés dans le cadre de ce travail utilisent un bus interne qui permet un échange de messages versatile et rapide entre les blocs fonctionnels. Ce bus est conçu autour du concept de canal, qui permet l'envoi unidirectionnel de messages entre deux blocs possédant la même horloge.

5.1.1 Canaux

L'unité de communication de base est un canal qui représente une interface de communication asynchrone unidirectionnelle transactionnelle. Un signal d'initiation de transaction signale que les données contenues dans le signal data sont valides et qu'un message veut être échangé. Un autre signal d'acquiescement permet de signaler à l'émetteur que le message a été reçu et de libérer ainsi le canal de communication. Ce mécanisme permet de hautes performances avec une latence minimale de 1 cycle d'horloge et un temps d'occupation du canal minimal de 2 cycles par message. Le type de message échangé n'est pas imposé et peut donc aller d'un simple *std_logic* jusqu'à un *record* en passant par un *enum* ou un *std_logic_vector*. Dans le cas où un message doit être échangé en réponse à un autre, deux canaux peuvent être utilisés symétriquement comme illustré dans la figure 5.1.

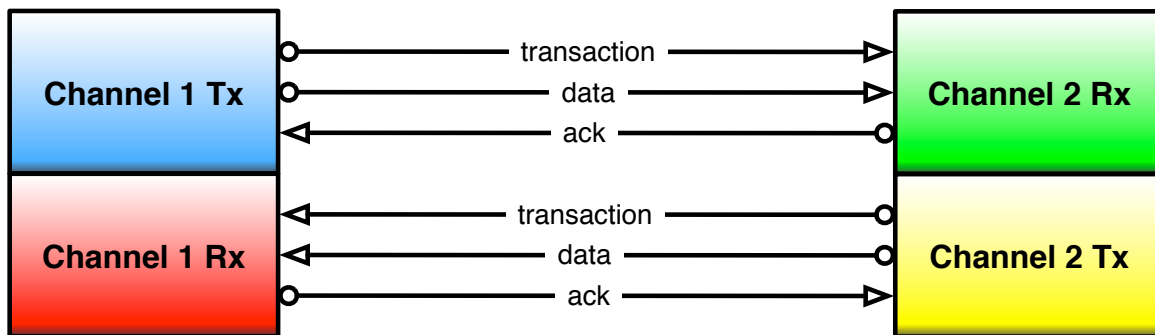


FIGURE 5.1 – Schéma bloc d'un couple de canaux permettant l'échange bidirectionnel de messages

Un canal est donc adapté à la communication entre blocs fonctionnels de messages donc la fréquence est variable et relativement faible comparée à la fréquence d'horloge. Si un flux continu de données est échangé, alors un autre moyen de communication sera plus adapté.

Ce mécanisme asynchrone permet une grande flexibilité dans l'échange de messages comme illustré dans la figure 5.2. Lorsqu'un message doit être envoyé, le message est copié sur le signal data et le signal trans est levé. Lorsque l'autre bloc voit le signal trans levé, il lit les données sur data et lève son signal ack. Les messages peuvent être échangés en continu si le signal trans n'est jamais baissé ou espacés par des pauses plus ou moins longues.

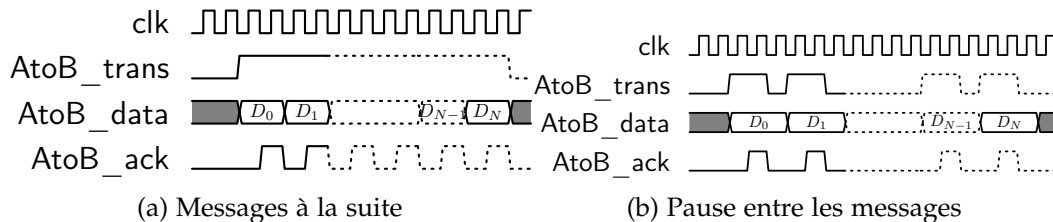


FIGURE 5.2 – Chronogramme d'un échange de message sur un canal

Le code de gestion de ces messages pour l'envoi, la réception, la remise à zéro, etc... est commun à tous les canaux et accélère ainsi le temps de développement (cf. C). Il a aussi été optimisé pour le clock gating afin de désactiver les circuits numériques qu'il utilise lorsqu'aucun message n'est échangé.

5.1.2 Service Access Points

Dans le cas d'utilisation typique, un bloc fonctionnel veut fournir un service à plusieurs autres blocs. Pour ce faire, un composant Service Access Point a été créé. Il reprend le canal de communication, mais de façon bidirectionnelle. Il permet aussi à un bloc fonctionnel de prioriser l'accès à son canal de communication entre tous ses clients.

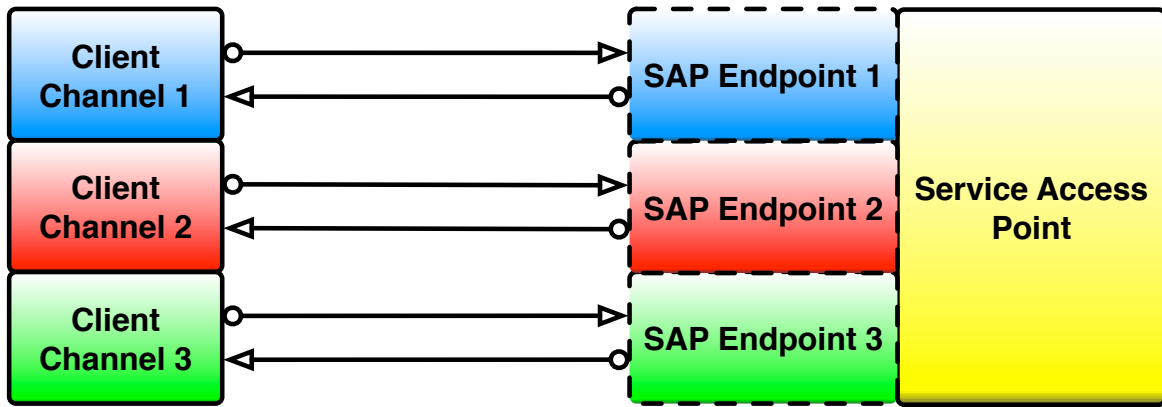


FIGURE 5.3 – Utilisation typique d'un Service Access Point

5.1.3 Mémoire de paquet

Un composant de stockage et de traitement générique de paquet a été conçu tel qu'illustré par la figure 5.4. Le nombre de paquets maximal et la taille maximale de paquet sont configurables à la conception. Les données des paquets peuvent être lues et modifiées indépendamment par un port de lecture et un port d'écriture grâce à l'utilisation d'une RAM double port. Une interface d'entrée de paquet et une interface de sortie de paquet permettent le transfert de paquet de façon autonome entre unités de traitement. Un contrôleur d'accès RAM gère l'accès à la RAM entre les différents ports en donnant la priorité à l'accès aux données sur le transfert.

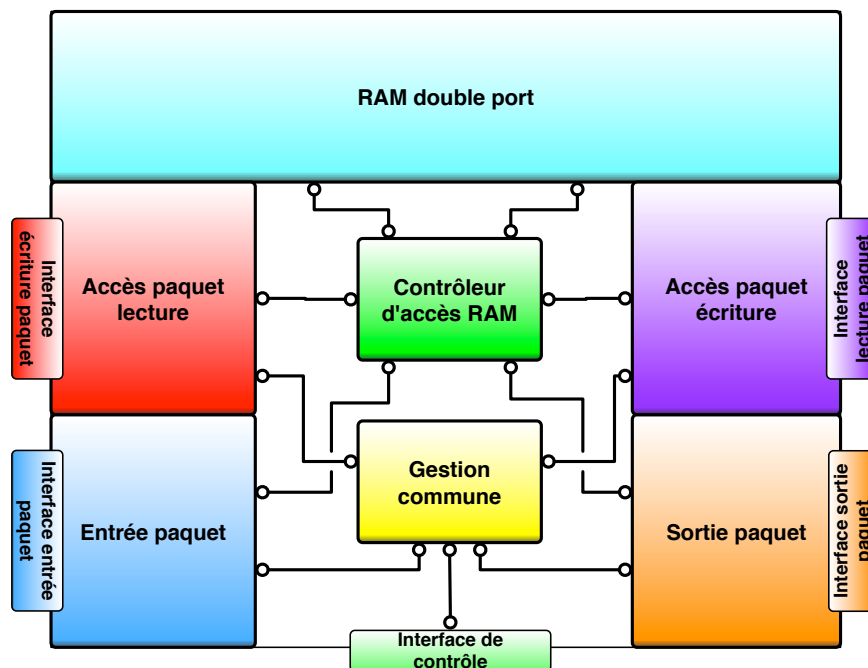


FIGURE 5.4 – Schéma bloc du composant mémoire de paquet

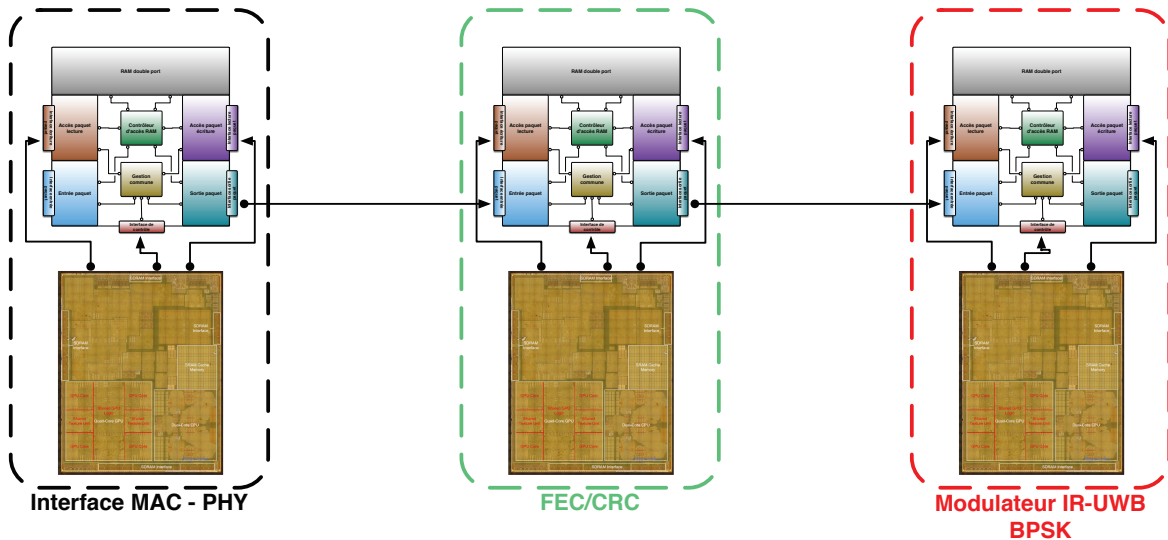


FIGURE 5.5 – Exemple d'utilisation du bloc mémoire dans l'implémentation de la couche PHY

5.2 IMPLÉMENTATION DE LA COUCHE PHYSIQUE

L'implémentation de la couche physique est conforme au design présenté au chapitre 3. Cette implémentation utilise le composant de mémoire de paquet dans chacun de ses blocs pour stocker les données en cours de traitement comme représenté sur la figure 5.5. Chaque bloc est capable de réduire sa consommation énergétique lorsqu'aucun paquet n'est en cours de traitement. Nous détaillerons deux blocs qui sont le FEC et le bloc de synchronisation-localisation.

5.2.1 FEC

Un encodeur convolutif classique est représenté sur la figure 5.7. Sa vitesse maximale de traitement est d'un bit par cycle d'horloge, ce qui présente plusieurs inconvénients. En effet, cela introduit un délai important lors de l'encodage du paquet, un délai qui, de plus, varie avec la taille du paquet. Ce temps de traitement oblige la couche PHY à rester active pour encoder les données et consomme de l'énergie.

Afin de réduire le temps d'encodage et de diminuer la consommation, un encodeur parallèle a été conçu. Il est organisé tel que présenté sur la figure 5.6. Il présente l'avantage de pouvoir encoder un mot mémoire entier de bits par cycle d'horloge, et ce pour chaque polynôme générateur du code convolutif. Bien que sa consommation instantanée soit bien sûr supérieure à celle de l'encodeur classique, comme il nécessite N fois moins de cycle d'horloge pour encoder les données, N valant généralement 32 ou 64, il permet de mettre en veille tout le reste de la couche PHY ce qui au final, réduit l'énergie consommée.

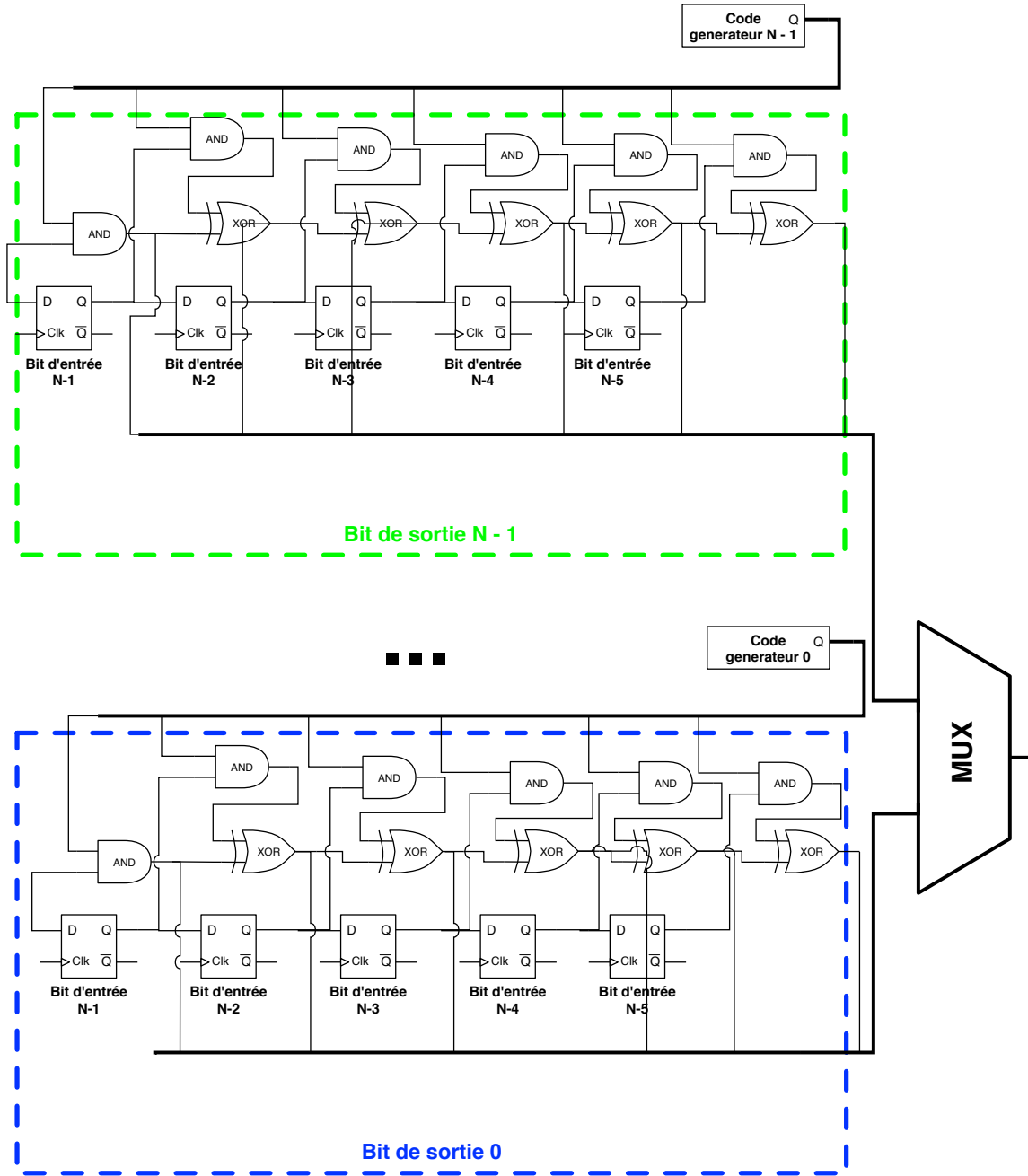


FIGURE 5.6 – Encodeur convolutif parallèle conçu

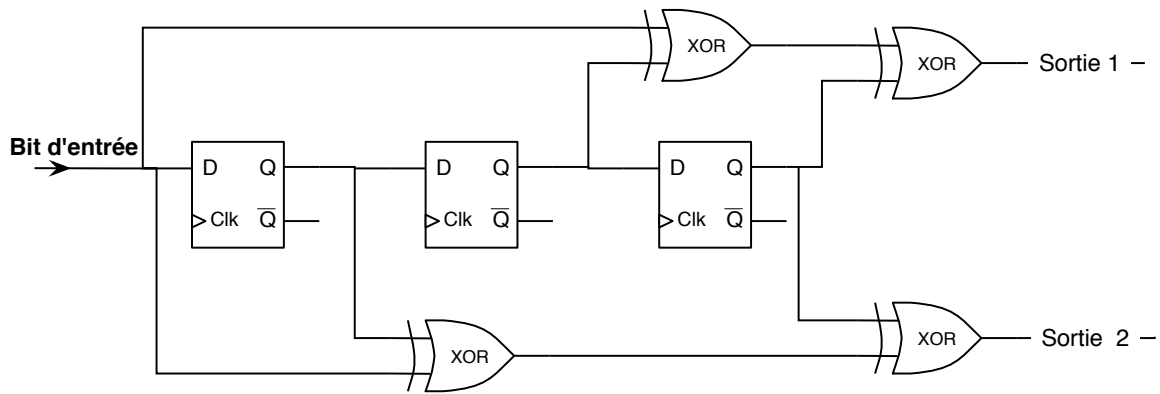


FIGURE 5.7 – Encodeur convolutif classique pour un code taux $\frac{1}{2}$ de contrainte 4 et codes générateurs 1011 et 1101

5.2.2 Synchronisation et localisation

L’algorithme de synchronisation temporelle, d’horodatage et de localisation relative proposé dans [12] a été implémenté. Cependant deux modifications principales y ont été apportées pour l’adapter à la nouvelle architecture MAC-PHY et pour améliorer la précision.

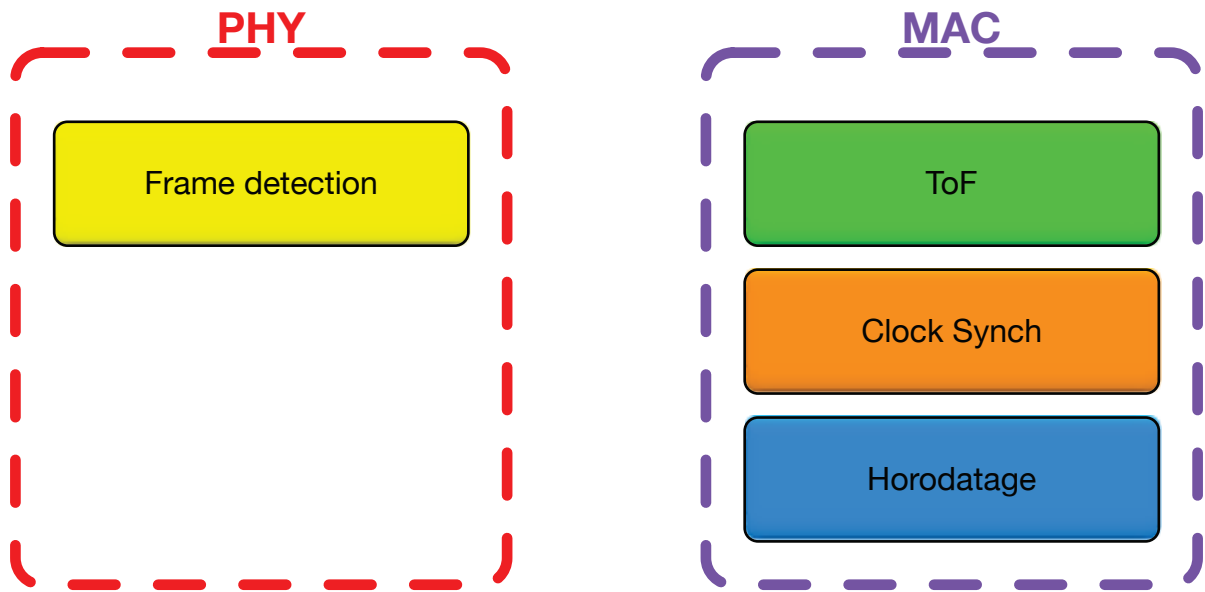
Adaptation à la nouvelle PHY

Le découplage opéré entre la PHY et la MAC, pour l’ajout de la correction d’erreur et la réduction de la consommation allonge le délai entre la réception d’un paquet et son traitement par la MAC. Aussi, un paquet peut être reçu par la PHY, mais rejeté à cause d’un trop grand nombre d’erreurs.

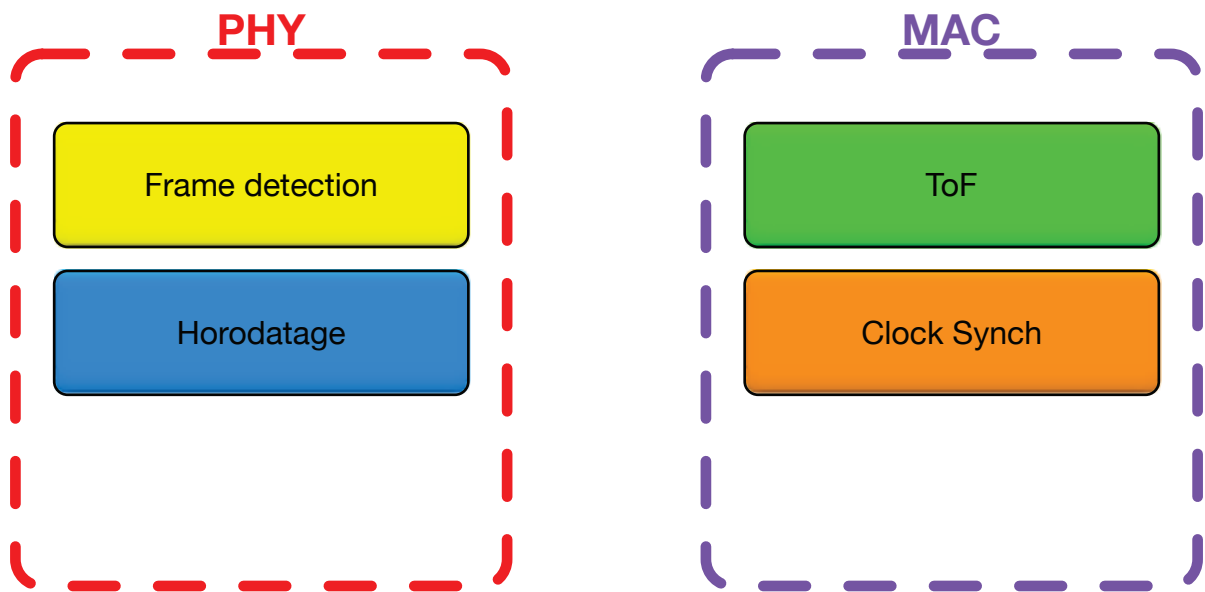
L’horodatage est maintenant effectué comme suit : la PHY possède un compteur interne dont la période est supérieure à un temps supertrame de la MAC. Dès la réception d’un paquet, la valeur de ce compteur est lue et stockée avec le paquet, mais n’est pas utilisée par la PHY, elle est ajoutée au paquet, qui est, plus tard, récupérée par la MAC si le paquet est correctement reçu. La MAC utilise cette valeur de compteur pour calculer la différence de temps de réception entre ce paquet et un autre afin de calculer le temps de trajet entre deux nœuds et synchroniser une horloge globale. En transmission, la PHY lit la valeur du compteur lors de l’envoi du premier bit du paquet, et renvoie cette valeur à la MAC.

Amélioration de la précision

La précision de la synchronisation est liée à la variabilité du temps de transmission, mais surtout à la résolution temporelle de l’horodatage des paquets. En effet, l’horodatage des paquets était effectué par un compteur situé dans la MAC dont la résolution est donc la période d’horloge de la MAC. Cependant, cette résolution est inférieure à la plus grande vitesse d’horloge disponible dans le système. En effet, l’ADC et le DAC ont des fréquences de fonctionnement plus élevées que le reste du système, mais leurs données sont multiplexées temporellement afin de réduire



(a) Implémentation originale



(b) Nouvelle implémentation

FIGURE 5.8 – Comparaison des implémentations de synchronisation

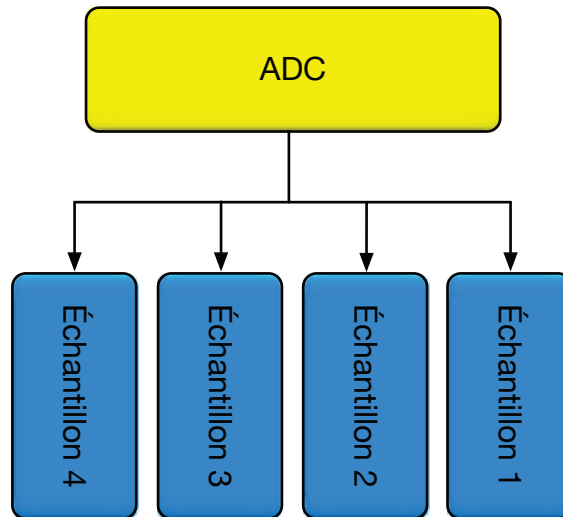


FIGURE 5.9 – Nouveau principe de synchronisation

la fréquence de fonctionnement du circuit numérique et réduire sa consommation énergétique.

L'information relative à la période dans laquelle l'ADC a détecté le premier bit de donnée reste cependant disponible, car il est possible de savoir quel échantillon du multiplexage contient l'impulsion. Cette information est désormais ajoutée au compteur d'horodatage des paquets afin d'augmenter la résolution jusqu'à la période d'horloge de l'ADC. Dans notre cas, cela augmente la résolution de la synchronisation et donc de l'horodatage des données par un facteur 8, pour l'ASIC ST 65 nm par exemple, cette résolution passe de $\frac{1}{500\text{MHz}} = 2\text{ ns}$ à $\frac{1}{4\text{GHz}} = 0,25\text{ ns}$.

5.3 IMPLÉMENTATION MAC

La question d'implémenter toute ou partie de la couche MAC sous forme logicielle s'est posée. En incluant un microprocesseur ou un microcontrôleur programmable dans le nœud communicant comme dans [52, 71, 79], on peut améliorer les points suivants :

- plus grande modularité
- reconfigurabilité augmentée
- possibilité de modifications une fois le système déployé (pour remplacer un nœud défaillant par exemple)

Un dernier avantage est la plus grande facilité pour tester différents algorithmes et ainsi améliorer les performances de la couche MAC. En effet, le temps du cycle de développement est réduit et la mise au point facilitée. Cependant, l'ajout d'un microprocesseur au nœud communicant augmente grandement la consommation énergétique du nœud, ce qui reviendrait à réduire à néant tous les efforts d'optimisation fournis par ailleurs.

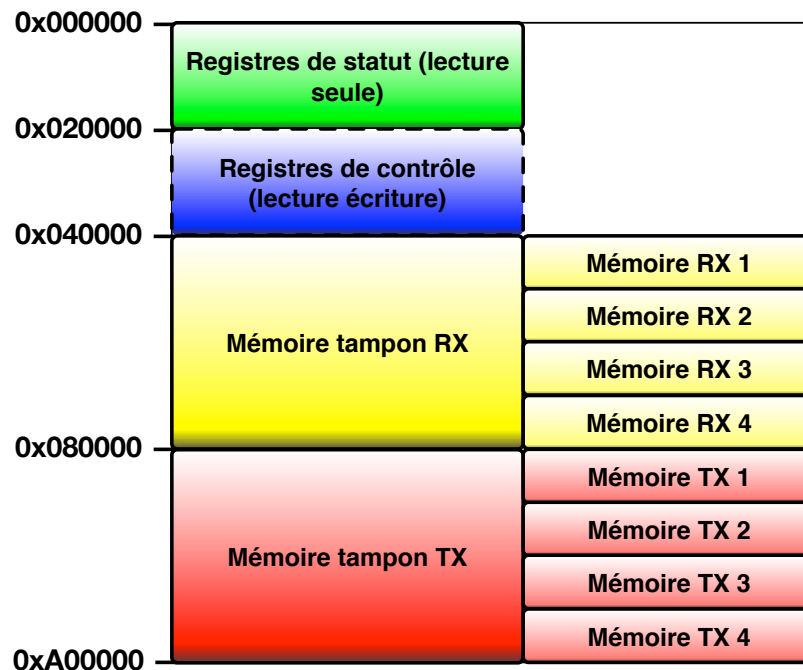
Interface système

FIGURE 5.10 – Carte des adresses de l'interface MAC-PHY

L'interface système apparaît comme une zone mémoire dont le détail des adresses est représenté en figure 5.10. Cette organisation est compatible avec plusieurs interfaces comme le PCIexpress dans le cas de la maquette FPGA présentée ci-dessous. Un driver en mode noyau Linux a été développé pour communiquer avec la carte FPGA (cf annexe B). Une librairie d'interface a aussi été développée pour encoder et décoder les messages provenant de la carte. Différentes applications ont ensuite été développées en fonction des tests à réaliser : une application de contrôle commande pour commander le réseau et une application de récupération des données capteur. Un adaptateur AHB/AXI pour inclusion dans SoC est aussi possible.

5.4 MAQUETTES & PROTOTYPES

Deux maquettes ont été réalisées pour démontrer le fonctionnement du système communicant conçu et ses performances. La première est destinée à démontrer la faisabilité de la communication IR-UWB. Elle a été réalisée sur une plateforme FPGA. La deuxième permet de démontrer les performances d'une implémentation ASIC CMOS 65 nm de notre nœud communicant.

5.4.1 Présentation de la maquette FPGA

Une maquette sur plateforme FPGA a été réalisée afin de démontrer la faisabilité du système communicant. Elle est basée sur une plateforme RedRapids m365 ,

comportant un FPGA Xilinx Virtex 5, un double ADC 12 bits 500 Méch/s et un double DAC 16 bits 500 Méch/s tels que représentés sur la figure 5.11.

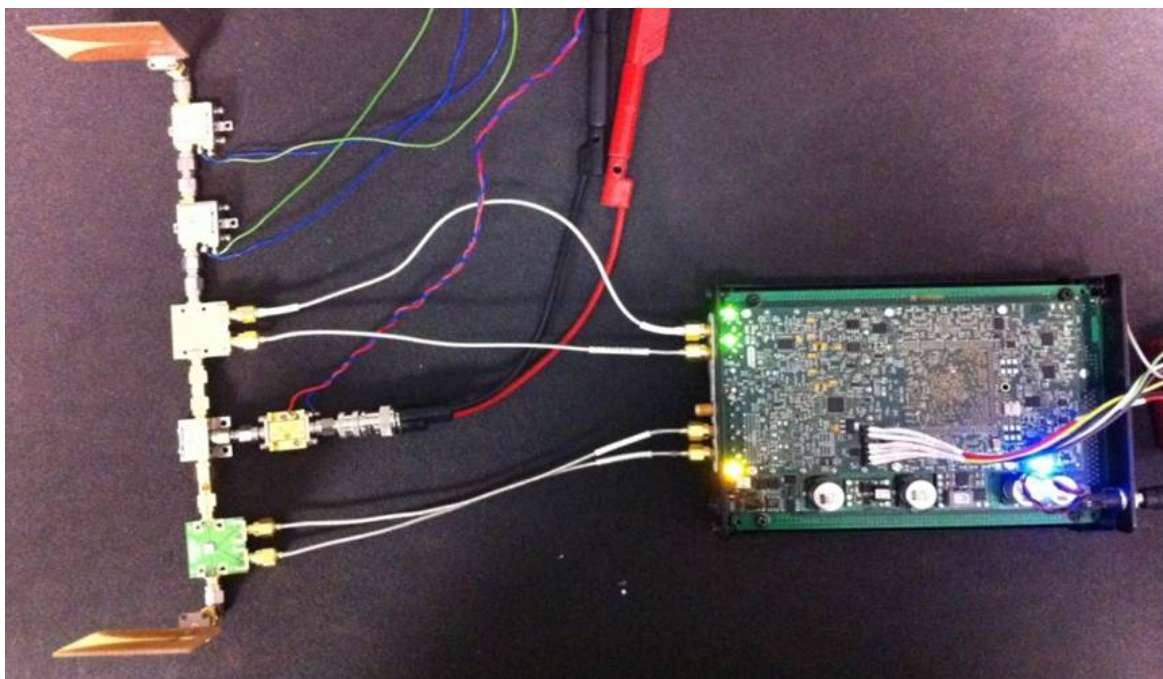


FIGURE 5.11 – Prototype FPGA et tête RF 5-10 GHz

Une tête radiofréquence rudimentaire, représentée figure 5.12 et 5.13, a été utilisée pour les tests. Elle est composée de composants discrets assemblés pour former une architecture zero-IF. En émission, elle possède un mixer passif et un amplificateur RF de 10 dB.

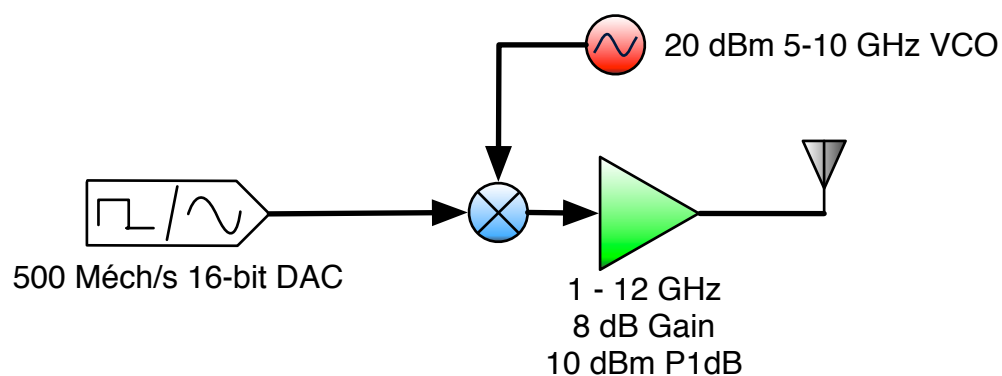


FIGURE 5.12 – Architecture de la tête RF du prototype FPGA (émission)

La partie réception est composée d'un LNA de 12 dB de gain et 4,8 dB de figure de bruit, suivi d'un mixer passif et de deux amplificateurs en bande de base de 20 dB de gain chacun. Elle possède des performances modestes (cf. table 5.1), mais permet de tester les algorithmes de traitement du signal de la couche physique sur un véritable canal sans-fil. Malgré la faible amplification de 45 dB et l'absence de contrôle de gain, cette maquette a permis de valider le fonctionnement de la

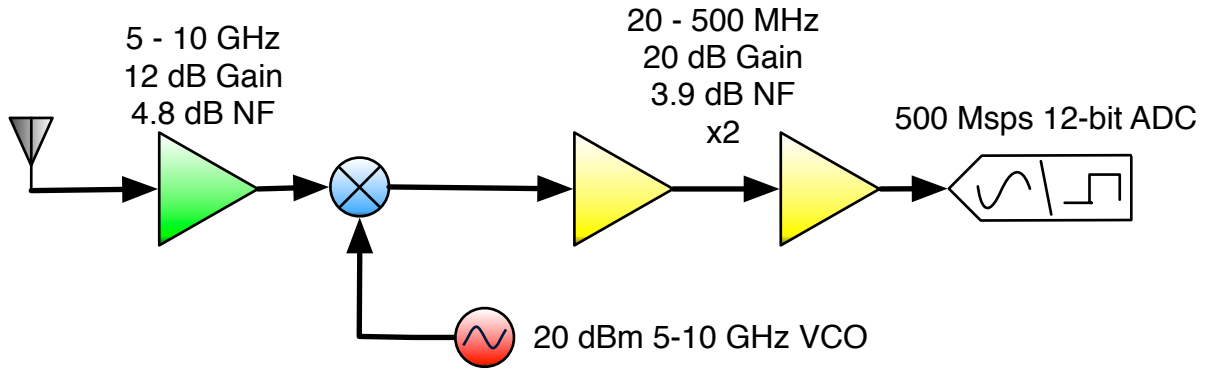


FIGURE 5.13 – Architecture de la tête RF du prototype FPGA (réception)

Caratéristique		Valeur
Plage de fréquence RF		5 GHz - 10 GHz
Émission	Puissance d'entrée	3 dBm
	Gain	1 dB
	Puissance de sortie	4 dBm
	Bande passante IF	DC - 1 GHz
	P _{1dB}	10 dBm
Réception	Figure de bruit	6,15 dB
	Gain minimum	45 dB
	Gain maximum	45 dB

TABLE 5.1 – Caractéristiques de la tête radiofréquence du prototype FPGA

couche physique en réalisant une communication sans-fil sur 10 mètres avec un débit de 62,5 Mbit.s⁻¹. Ce débit est limité par les fréquences de fonctionnement des convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique.

5.4.2 Performance et efficacité énergétique d'un prototype ASIC

Ce premier prototype valide la fonctionnalité de la communication, mais les caractéristiques d'un FPGA d'un point de vue énergétique ne peuvent refléter le travail d'optimisation effectué dans les chapitres précédents. Par conséquent, un second prototype intégrant une tête RF en technologie CMOS 65nm ([30, 60]) et une puce MAC/PHY en Low Power CMOS 65nm [12] a été développé pour valider l'efficacité énergétique. La taille de la puce RF et celle de la bande de base sont de 2mm² et 1mm², respectivement. Un débit maximum de 500 Mbps a pu être atteint sur une distance de 1 à 2 mètres. La majorité de la puissance consommée par une interface réseau sans fil provient de la tête RF. L'efficacité énergétique aura donc été une priorité de la conception dans ce cas et aura mené à une consommation de 53mW en émission pour 43mW en réception. La puce numérique consomme pour sa part 30mW au niveau du convertisseur analogique numérique, 10mW pour le

générateur d'impulsion et 10mW pour le circuit numérique. En état de veille, la consommation de la puce numérique chute à hauteur de 2mW. Nous pouvons extraire de ces chiffres la puissance instantanée requise en émission et en réception en se servant respectivement des équations(5.1) et (5.2).

$$\begin{aligned} P_{TX} &= P_{RF_TX} + P_{PulseGen} + P_{Digital} \\ &= 53mW + 10mW + 10mW = 63mW \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$\begin{aligned} P_{RX} &= P_{RF_RX} + P_{ADC} + P_{Digital} \\ &= 43mW + 30mW + 10mW = 83mW \end{aligned} \quad (5.2)$$

Nous comparons dans la table 5.2 les performances énergétiques de différents systèmes de communication pour les réseaux de capteurs sans fil. La performance est comparée en terme d'énergie par bit transmis au débit standard du système. D'autres technologies ont été considérées comme référence, notamment IEEE 802.15.4 [59] et IEEE 802.11 dans les modes de révision b [58] et g [44]. D'autres implémentations de type IR-UWB comme celle issue de [18, 102] sont présentées pour une comparaison immédiate. Notons que certaines de ces technologies ne disposent pas des fonctionnalités telles qu'une couche MAC ou de l'implémentation d'un FEC (comme spécifié dans la table). Par ailleurs une simulation de la puissance consommée pour un faible débit de données a été ajoutée pour nos travaux. Dans notre cas, la puissance consommée a été calculée en se basant sur l'équation (5.3), avec une puissance en mode veille de 2mW pour la partie numérique et lorsque la partie analogique est éteinte. Les simulations montrent qu'il est nécessaire de compter 10ns de temps de garde pour la sortie de veille de l'émetteur comme pour le récepteur.

$$\begin{aligned} P &= \frac{\left(\frac{1}{T_{pulse}} + T_{guard\ TX/RX}\right)}{T_{bit}} * P_{TX/RX} \\ &+ \frac{T_{bit} - \left(\frac{1}{T_{pulse}} + T_{guard\ TX/RX}\right)}{T_{bit}} * P_{Standby} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Technologie	Débit	TX		RX	
		Puissance	Énergie	Puissance	Énergie
	Mbps	mW	nJ.bit ⁻¹	mW	nJ.bit ⁻¹
IEEE 802.15.4 [59]	0,250	16	64	11	44
IEEE 802.11 [58]	11	1490	135	1410	128
IEEE 802.11 [44]	54	396	7	495	9
IR-UWB - Verhelst [87] (sans MAC, sans FEC, récepteur uniquement)	20	N/A	N/A	40	27
IR-UWB - Chandrakasan [18] - High Rate (phy uniquement)	100	N/A	N/A	7,62 - 12.92	0,076 - 0,129
IR-UWB - Chandrakasan [18] - Low Rate (sans MAC, sans FEC)	0,100	N/A	N/A		2,5
IR-UWB - Xia [102] (sans MAC, sans FEC)	100	2,2	0,022	13,2	0,13
IR-UWB - Xia [102] - (sans MAC, sans FEC)	50	1,2	0,024	13,2	0,26
IR-UWB - Ces travaux	500	63	0,13	83	0,17

TABLE 5.2 – Efficacité énergétique de différents systèmes de communication sans-fil

5.5 MAQUETTE DU RÉSEAU DE CAPTEURS SANS-FIL

La complexité du système de réseau de capteur sans-fil conçu et le grand nombre d'interactions avec son environnement et entre ses propres composants nous ont poussés à réaliser une maquette du système complet, du capteur à la visualisation en passant par la tête RF. Ce chapitre s'intéresse tout particulièrement aux défis et aux résultats tirés de cette réalisation. Nous détaillerons l'intégration avec un capteur innovant de flux d'air tout particulièrement approprié dans un contexte aéronautique, ensuite nous étudierons la tête RF qui a été réalisée pour cette maquette et enfin nous finirons par les performances et l'efficacité énergétique démontrés par cette maquette.

5.5.1 Intégration capteur Cambridge

Une coopération a été mise en place avec l'université de Cambridge pour intégrer leur capteur de flux d'air avec notre nœud communicant. Le capteur utilise une architecture à double thermopile pour mesurer la force de cisaillement exercée par un flux d'air sur une membrane de SiO_2 .

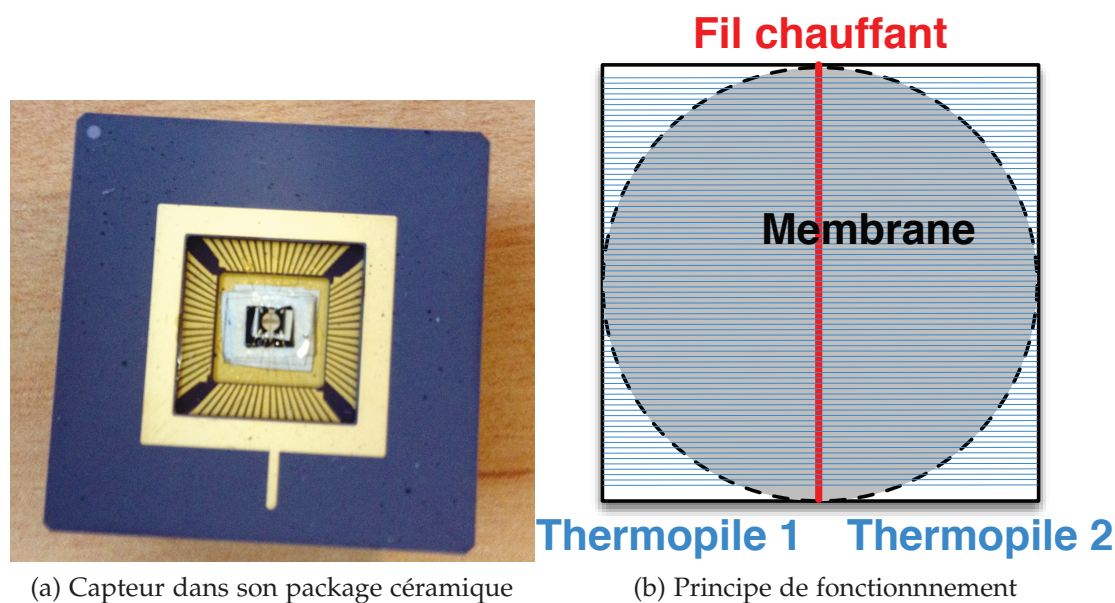


FIGURE 5.14 – Capteur de flux d'air de l'Université de Cambridge

Le capteur doit être alimenté avec une source de courant régulée et la sortie doit être mesurée en différentiel sur les deux thermopiles.

Une carte d'adaptation a été réalisée avec la source de courant régulée et la connexion adaptée au packaging du capteur. Le schéma électrique de la carte est décrit dans la figure 5.15.

La carte réalisée est présentée sur la figure 5.16.

Le convertisseur analogique numérique utilisé est un convertisseur très faible bruit 24 bits à entrées différentielles et conversion bipolaire. La configuration et

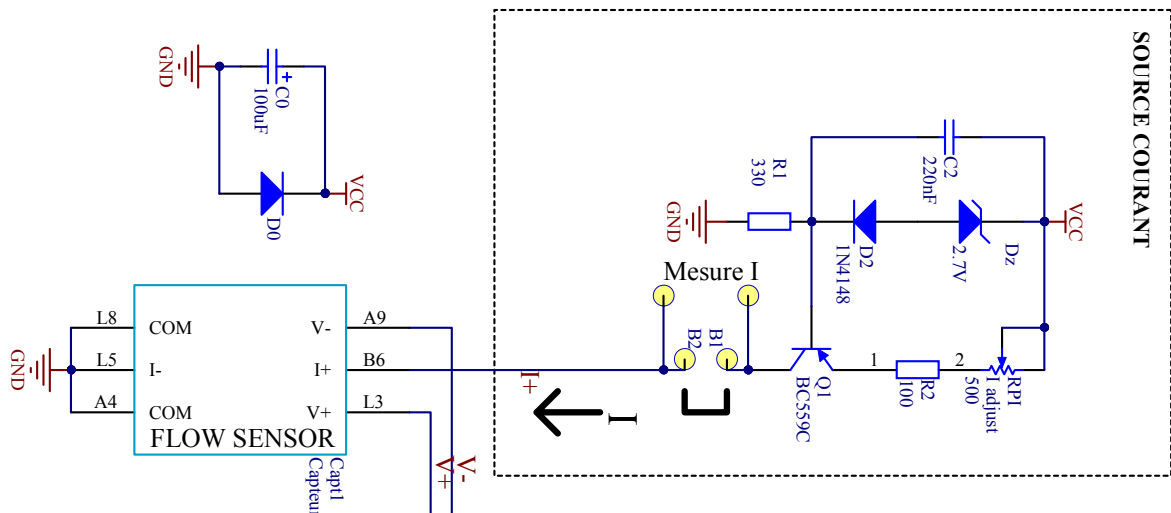
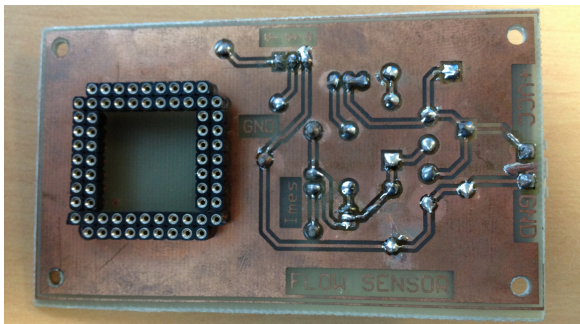
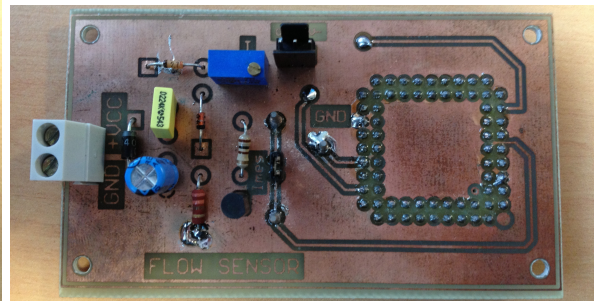


FIGURE 5.15 – Schéma électrique de la carte capteur



(a) Vue de la face avant



(b) Vue de la face arrière

FIGURE 5.16 – Photographies de la carte capteur

la lecture se font par l'entrée/sortie numérique par l'intermédiaire du bus SPI du composant. Un module spécifique a été développé pour être intégré au design FPGA.

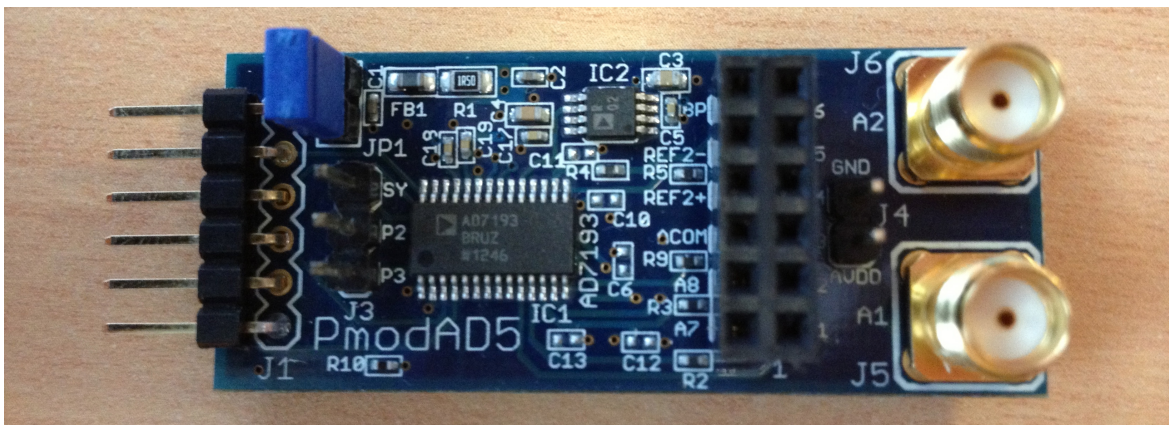


FIGURE 5.17 – Carte ADC faible bruit

5.5.2 Tête RF

Une tête radiofréquence dans la bande 6 GHz-8 GHz conçue et réalisée au LAAS a été utilisée. Elle utilise une architecture zero-IF telle que décrite dans la figure 5.18.

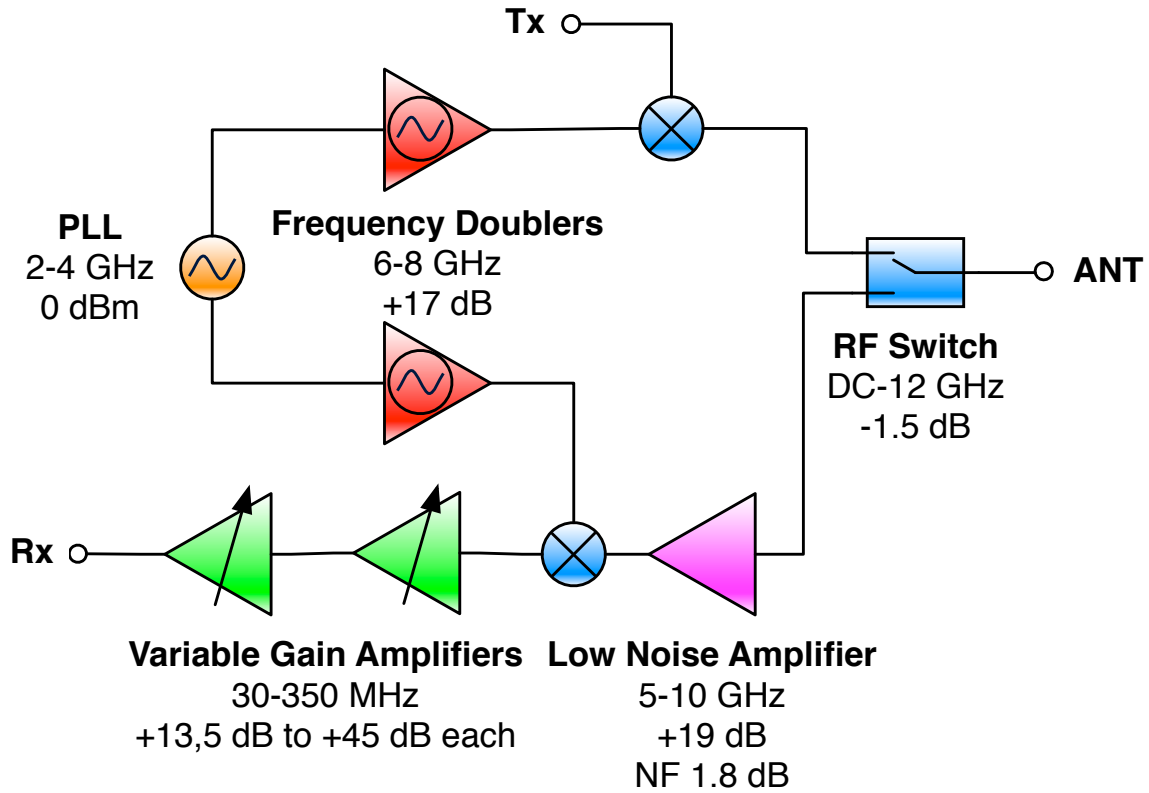


FIGURE 5.18 – Architecture de la tête RF

Les performances simulées de la tête RF sont présentées dans le tableau 5.3.

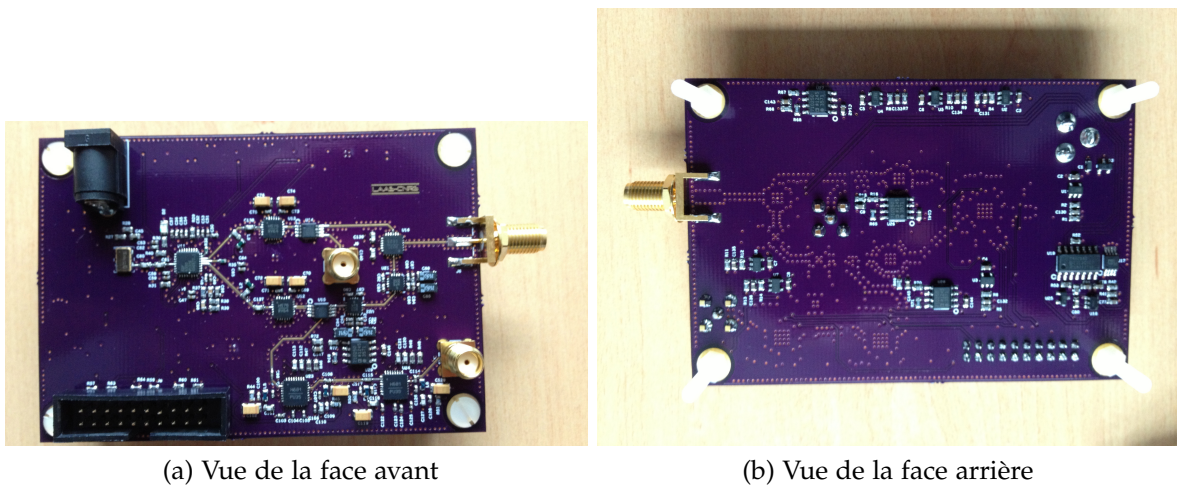


FIGURE 5.19 – Photographie de la tête RF

Caractéristique		Simulé
Tx	Puissance de sortie maximum	0 dBm
	Consommation Tx	
	Bande passante RF Tx	6 GHz-8 GHz
	Bande passante IF TX	
Rx	Sensibilité	-84 dBm
	Consommation	
	Bande passante RF	5 GHz-10 GHz
	Bande passante IF	30 MHz-350 MHz
	Gain Minimum	46 dB
	Gain Maximum	109 dB
	Figure de bruit	2 dB

TABLE 5.3 – Performance de la tête RF

Conclusion

Le système de communication sans-fil complet comprenant une couche physique et une couche MAC spécifique, conçues spécifiquement pour les réseaux de capteurs sans-fil a été implémenté sur deux maquettes. La première, basée sur une plateforme FPGA a permis de valider les algorithmes MAC ainsi que l'émetteur et le récepteur IR-UWB. Elle a prouvé les fonctionnalités de connection avec un capteur, et de communication sans-fil. La deuxième, basée sur une implémentation ASIC CMOS 65 nm, a démontré une efficacité énergétique à l'état de l'art pour les communications sans-fil.

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Le domaine des réseaux de capteurs sans-fil est en plein essor et devrait radicalement modifier notre façon d'interagir avec le monde qui nous entoure. Cependant, de nombreux défis restent à relever. En particulier, les technologies de communications sans-fil d'aujourd'hui ne pourront pas répondre à tous les usages, en particulier à ceux liés à l'aéronautique.

Nous avons tout d'abord étudié une grande partie des solutions de communications sans-fil existantes, en analysant leurs avantages et leurs inconvénients. Ensuite, avec l'aide de la théorie des communications sans-fil, nous avons cherché à identifier puis à éliminer la majorité des processus de gaspillage d'énergie et de perte de performance. Enfin, en partant des nouvelles avancées en matière de modulations large bande, nous avons conçu un système de communication sans-fil à haute efficacité énergétique. Afin de maximiser encore cette efficacité, nous avons comparé différents codages de canal en terme d'efficacité de codage et de consommation énergétique, afin de, là aussi, maximiser l'efficacité énergétique. Ce système de communication sans-fil possède aussi une couche de contrôle d'accès au médium la plus efficiente possible, en éliminant les risques de collisions et nous sommes parvenus à conserver une efficacité énergétique maximale.

Nous sommes ensuite passés à une phase de prototypage de ce système de communications en réalisant une implémentation matérielle. Nous nous sommes attachés à garder une conception modulaire et générique afin de garder le maximum de reconfigurabilité dans l'implémentation. Cette implémentation utilise des techniques avancées d'optimisation de la consommation énergétique et de reconfigurabilité afin de répondre aux exigences des réseaux de capteurs sans-fil. Des simulations ASIC permettent également de prévoir que ce système permettra de supporter des débits applicatifs de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en permettant à plusieurs dizaines de nœuds de communiquer. En sus, de nombreuses optimisations technologiques et algorithmiques ont permis d'obtenir de telles performances tout en gardant une consommation énergétique très faible. Ces performances énergétiques sont aujourd'hui à l'état de l'art pour une communication sans-fil.

Enfin, cette technologie de communication sans-fil a été intégrée dans un système complet de deux nœuds capteurs et d'un routeur dans un démonstrateur FPGA. Cette maquette a validé l'intégration avec un capteur de flux d'air. Cette intégration capteur est en plus générique, condition nécessaire à l'intégration pour de nombreuses applications de réseau de capteurs sans-fil aux besoins différents.

Ces travaux permettent d'envisager de nouvelles avancées dans le domaine des réseaux de capteurs sans-fil. En particulier, l'adjonction d'un système d'antenne intelligente et de beamforming permettrait d'augmenter le débit et la portée des communications tout en réduisant la consommation. Une plus grande souplesse d'utilisation pourrait être obtenue en mettant à profit notre conception modulaire

grâce à des techniques de reconfigurabilité à l'exécution pour modifier le traitement de données capteur. De plus, une attention particulière pourra être portée pour enrichir le réseau de capteurs de fonctionnalités de plus haut niveau, comme un algorithme de routage de données plus intelligent, un système de tolérance aux pannes plus robuste, un système de gestion d'énergie plus efficient ou un système de gestion de type réseau actif.

PLATEFORME FPGA REDRAPIDS M365

Les cartes FPGA RedRapids m365 sont des cartes FPGA hautes performances conçues pour le prototypage des protocoles de communication sans fil.

A.1 ARCHITECTURE GÉNÉRALE

La carte est au format FMC tel qu'on peut le voir sur la figure [A.1](#). L'architecture de la carte est détaillée sur la figure . Elle est centrée autour d'un FPGA Xilinx Virtex5 optimisé traitement du signal (XV5VSX50T). Il est épaulé par un double ADC Texas Instruments 500 Méch/s 14 bits et d'un double DAC rapide 500 Méch/s 16 bits. La connectivité avec l'extérieur peut se faire au moyen d'une interface PCI Express 2.0 8 voies et de 8 d'entrées/sorties numériques (GPIO).



FIGURE A.1 – Photo de la carte FPGA RedRapids

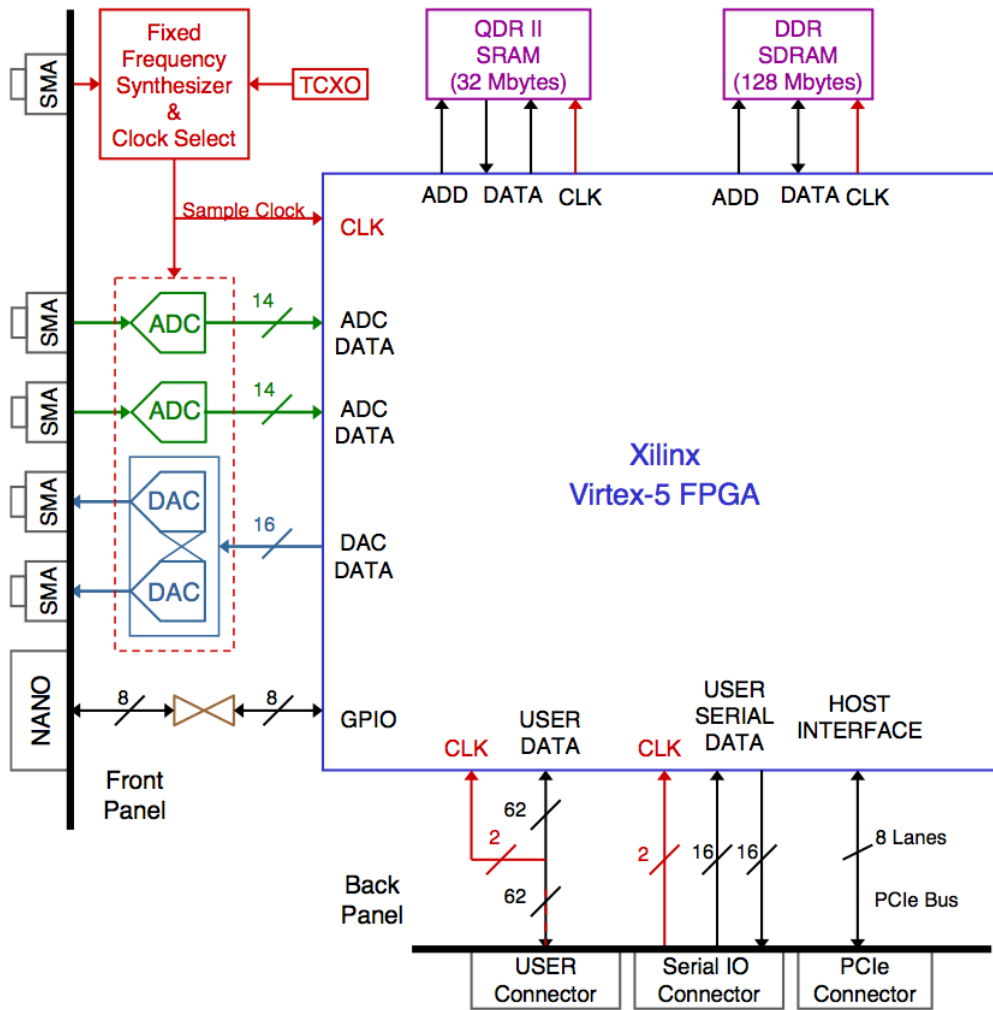


FIGURE A.2 – Architecture d’une carte RedRapids m365

PROTOCOLE DE COMMUNICATION FPGA-PC

Ce chapitre décrit l'interconnexion matérielle et logique entre la carte FPGA et le PC de contrôle.

B.1 ARCHITECTURE GÉNÉRALE

Pour communiquer entre le FPGA et un logiciel le PC hôte, il faut passer par l'Endpoint PCIexpress du FPGA qui communique avec le Root PCIexpress du PC. Le pilote noyau assure la liaison entre celui-ci et le logiciel en userspace en créant un device dans `/dev/wsnteam_mote_xx`, avec xx un nombre différent pour chaque carte connectée au PC.

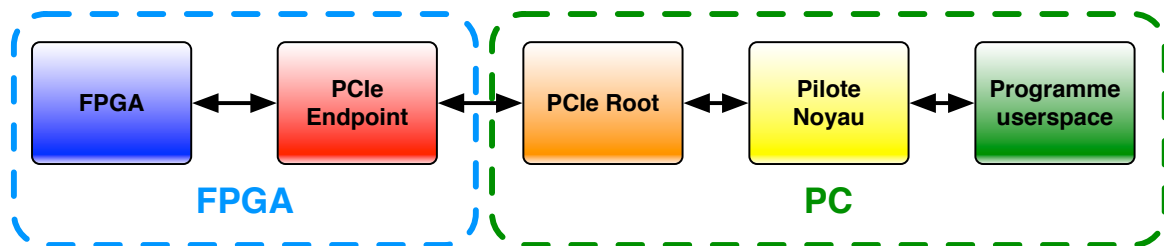


FIGURE B.1 – Architecture générale communication FPGA-PC

Il est possible de remettre à zéro le design FPGA sans devoir redémarrer le PC hôte. Cependant, reprogrammer la carte FPGA efface les configurations faites à l'initialisation du bus PCIexpress par le contrôleur PCIexpress du PC, et le PC doit donc être redémarré. Enfin, certains BIOS de PC refusent de démarrer si la carte FPGA n'est pas programmée avec un design PCIe Endpoint valide. Il faut alors débrancher la carte ou la programmer pour pouvoir démarrer.

B.2 ENDPOINT PCIEXPRESS POUR FPGA

Dans le FPGA, deux FIFO asynchrones sont utilisés pour traverser du domaine d'horloge principal du design FPGA vers le domaine d'horloge PCIexpress et inversement. Un contrôleur Programmed Input Output au PC hôte la lecture et l'écriture dans ces deux FIFO ainsi que dans les registres de contrôle. L'IP Xilinx PCIexpress est configuré pour demander un BARo PCIexpress qui correspond aux registres de contrôle de 2MiO, un BAR2 qui correspond au FIFO TX de 8MiO et un BAR4 de 8MiO qui correspond au FIFO RX.

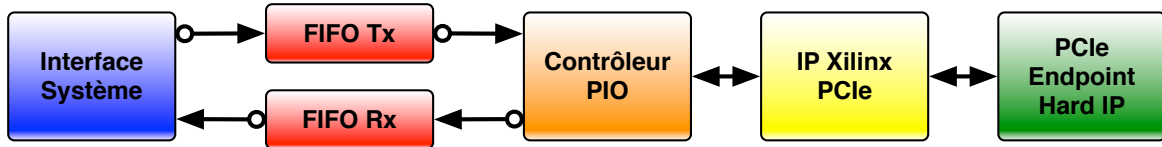


FIGURE B.2 – Architecture FPGA pour la communication PCI Express

B.3 PILOTE PCIEXPRESS EN MODE NOYAU

Le pilote PCIexpress utilise deux mémoires tampons circulaires pour faire le lien avec le bus PCIexpress. Les messages dans ces buffers peuvent être lus ou écrits au travers d'un char device standard linux.

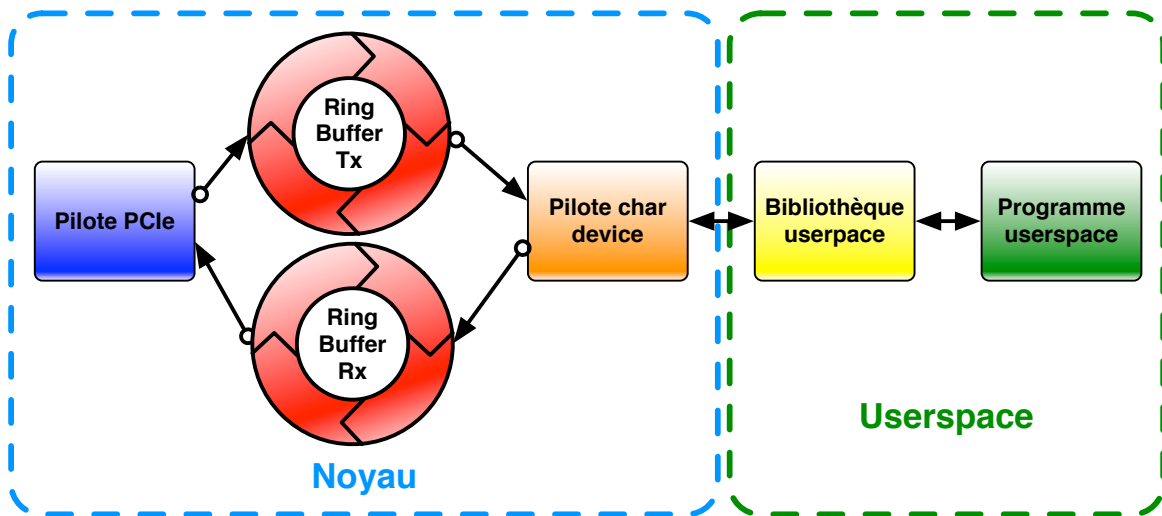


FIGURE B.3 – Architecture du pilote PCI Express WSNTeamMote

PRÉ-PROCESSEUR WSNCOMPILER ET BIBLIOTHÈQUE WSNLIB POUR VHDL

Un pré-processeur pour VHDL a été développé pour faciliter le développement de circuit numérique et le rapprocher en termes de confort du développement logiciel.

C.1 LISTE DES FONCTIONS DE LA LIBRAIRIE WSNLIB

C.1.1 Channels

- Les macros Channel permettent d'établir, de connecter et d'utiliser des canaux de communications unidirectionnels pour envoyer des messages entre deux blocs fonctionnels. Ils sont la plupart du temps employé en paire tête-bêche pour fournir une communication bi-directionnelle. C'est pour cette raison que leur nommage se fait par couple channelFrom-channelTo.
- **WSNLIB_CHANNEL**(*channelFrom, channelTo, fromType, toType*)
- **WSNLIB_CHANNEL_RESET**(*channelFrom, channelTo*)
- **WSNLIB_CHANNEL_MAINTAIN**(*channelFrom, channelTo*)
- **WSNLIB_CHANNEL_RTS**(*channelFrom, channelTo*)
- **WSNLIB_CHANNEL_SEND**(*channelFrom, channelTo, msg*)
- **WSNLIB_CHANNEL_READ**(*channelFrom, channelTo*)
- **WSNLIB_SAP_CHANNEL_CTL**()
- **WSNLIB_CHANNEL_CHANNEL_CONNECT**(*channelFrom1, channelTo1, channelFrom2, channelTo2*)
- **WSNLIB_CHANNEL_PTP**(*channelFrom, channelTo, fromType, toType, [channelFromMapping, channelToMapping]*)
- **WSNLIB_CHANNEL_CONNECT**(*channelFrom, channelTo, fromType, toType, [channelFromMapping, channelToMapping]*)
- **WSNLIB_CHANNEL_VARS**(*channelFrom, channelTo*)

C.1.2 Service Access Points

Les macros Channel permettent d'établir, de connecter et d'utiliser des points d'accès de service pour communiquer avec les clients d'un blocs fonctionnel.

- **WSNLIB_SAP_PORTCOUNT**(*sapName, sapPortCountGenericName*)
- **WSNLIB_SAP_CTL_RESET**(*sapName*)
- **WSNLIB_SAP_CTL_MAINTAIN**(*sapName*)

Listing C.1 – Exemple d'utilisation des macros Channel

```

1      -- WSNLIB_SAP_CHANNEL_CTL();

      bloc1_bloc2_channel_ctl:process (clk, rst_n) is
          -- WSNLIB_CHANNEL_VARS(bloc1, bloc2);
6      begin
          if rst_n = '0' then
              -- WSNLIB_CHANNEL_RESET(bloc1, bloc2);
          elsif rising_edge(clk) then
              -- WSNLIB_CHANNEL_MAINTAIN(bloc1, bloc2);

              -- Test if channel is busy
              -- WSNLIB_CHANNEL_RTS(bloc1, bloc2);
              end if;
              -- Send message
16             -- WSNLIB_CHANNEL_SEND(bloc1, bloc2, channel_bloc1_bloc2_resp_msg)
              ;
              end if;
              -- Read message
              -- WSNLIB_CHANNEL_READ(bloc1, bloc2);
              -- Process message
21             end if;
          end if;
      end process;

```

- WSNLIB_SAP_CTL_SELECT(*sapName*)
- WSNLIB_SAP_SEND(*sapName*, *sapPort*, *msg*)
- WSNLIB_SAP_BROADCAST(*sapName*, *msg*)
- WSNLIB_SAP_READ(*sapName*, *sapPort*)
- WSNLIB_SAP(*sapName*, *channelCount*, *sapReqType*, *sapRespType*)
- WSNLIB_SAP_CONNECT(*sapName*, *sapDeclsId*, *sapReqType*, *sapRespType*)
- WSNLIB_SAP_CHANNEL_CONNECT(*sapName*, *channelFromToPairs...*)
- WSNLIB_SAP_CHANNEL_CONNECT_SIGNALS()
- WSNLIB_SAP_VARS(*sapName*)

C.1.3 Pack/Unpack

Macros pour convertir un record VHDL en `std_logic_vector` et inversement.

WSNLIB_GENERATE_PACK_UNPACK(*typeName*, *fields...*)

Génère les fonctions nécessaires pour convertir les records de type *typeName* en utilisant les champs listés dans *fields*.

Listing C.2 – Exemple d'utilisation des macros Service Access Point

```
2  mysap_ctl:process (clk, rst_n) is
    -- WSNLIB_SAP_VARS(mysap);
begin
    if rst_n = '0' then
        -- WSNLIB_SAP_CTL_RESET(mysap);
7  elsif rising_edge(clk) then
        -- WSNLIB_SAP_CTL_MAINTAIN(mysap);
        -- WSNLIB_SAP_CTL_SELECT(mysap);
        -- WSNLIB_SAP_READ(mysap, mysap_port_id);
        -- Process message
12     end if;
        -- WSNLIB_SAP_SEND(mysap, mysap_port_id, mysap_msg);
        end if;
        end if;
        -- WSNLIB_SAP_BROADCAST(mysap, msg);
17     end if;
    end if;
end process;
```

C.1.3.1 Gestion de nouveaux types de données

Pour utiliser un type de données non encore supporté dans un record, il faut surcharger les fonctions VHDL `pack_field` et `unpack_field` comme ci-dessous.

Listing C.3 – Exemple d'utilisation de la macro pack/unpack

```

type mon_type is record
begin
  champ1: std_logic_vector(7 downto 0);
  champ2: std_logic
end record;

-- WSNLIB\_GENERATE\_PACK\_UNPACK(mon_type, champ1, champ2);

```

Listing C.4 – Signature des fonction pack_field et unpack_field

```

1  -- Record packing/unpacking
   procedure pack_field(packed_bits: inout std_logic_vector; left_ptr: inout
   natural; right_ptr: inout natural; val: in unsigned) is
   begin
   pack_field(packed_bits, left_ptr, right_ptr, std_logic_vector(val));
6  end procedure;

   procedure unpack_field(packed_bits: inout std_logic_vector; left_ptr:
   inout natural; right_ptr: inout natural; val: out unsigned) is
   begin
   pack_field(packed_bits, left_ptr, right_ptr, std_logic_vector(val));
11 end procedure;

```

BIBLIOGRAPHIE

- [1] *32/28nm Generic Library*. URL: <http://www.synopsys.com/Community/UniversityProgram/Pages/32-28nm-generic-library.aspx> (visited on 11/06/2014) (cit. on p. 68).
- [2] *90nm Generic Library*. URL: <http://www.synopsys.com/Community/UniversityProgram/Pages/Library.aspx> (visited on 11/06/2014) (cit. on p. 68).
- [3] Norman Abramson. "Development of the ALOHANET." In: *IEEE Transactions on Information Theory* 31.2 (1985), pp. 119–123. ISSN: 0018-9448. DOI: [10.1109/TIT.1985.1057021](https://doi.org/10.1109/TIT.1985.1057021) (cit. on p. 75).
- [4] J.N. Al-Karaki and A.E. Kamal. "On the correlated data gathering problem in wireless sensor networks." In: *Ninth International Symposium on Computers and Communications, 2004. Proceedings. ISCC 2004*. Vol. 1. 2004, 226–231 Vol.1. DOI: [10.1109/ISCC.2004.1358409](https://doi.org/10.1109/ISCC.2004.1358409) (cit. on p. 41).
- [5] J.N. Al-Karaki and A.E. Kamal. "Routing techniques in wireless sensor networks: a survey." In: *IEEE Wireless Communications* 11.6 (2004), pp. 6–28. ISSN: 1536-1284. DOI: [10.1109/MWC.2004.1368893](https://doi.org/10.1109/MWC.2004.1368893) (cit. on p. 38).
- [6] J.N. Al-Karaki, R. Ul-Mustafa, and A.E. Kamal. "Data aggregation in wireless sensor networks - exact and approximate algorithms." In: *2004 Workshop on High Performance Switching and Routing, 2004. HPSR. 2004*, pp. 241–245. DOI: [10.1109/HPSR.2004.1303478](https://doi.org/10.1109/HPSR.2004.1303478) (cit. on p. 41).
- [7] *ARINC Characteristic 724B-6: Aircraft Communications Addressing and Reporting System (ACARS)*. Feb. 2012 (cit. on p. 46).
- [8] *ARINC Characteristic 758-3: Communications Management Unit (CMU) Mark 2*. Nov. 2010 (cit. on p. 46).
- [9] *ARINC Specification 618-7: Air/Ground Character-Oriented Protocol Specification*. June 2013 (cit. on p. 46).
- [10] *ARINC Specification 623-3: Character-Oriented Air Traffic Service (ATS) Applications*. Apr. 2005 (cit. on p. 46).
- [11] Thomas Beluch. "HIGH PRECISION SYNCHRONIZED MAC-PHY CROSS-LAYER DESIGNED WIRELESS SENSOR NETWORKS." PhD thesis. INSA de Toulouse, Apr. 2013. URL: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00849287> (visited on 11/06/2014) (cit. on pp. 62, 64, 68).
- [12] Thomas Beluch, Daniela Dragomirescu, and Robert Plana. "A sub-nanosecond Synchronized MAC – PHY cross-layer design for Wireless Sensor Networks." In: *Ad Hoc Networks* (2012). ISSN: 1570-8705. DOI: [10.1016/j.adhoc.2012.09.010](https://doi.org/10.1016/j.adhoc.2012.09.010) (cit. on pp. 90, 95).

- [13] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima. "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1." In: *Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on Communications, 1993. ICC '93 Geneva*. Vol. 2. 1993, 1064–1070 vol.2. DOI: [10.1109/ICC.1993.397441](https://doi.org/10.1109/ICC.1993.397441) (cit. on p. 35).
- [14] Vaduvur Bharghavan, Alan Demers, Scott Shenker, and Lixia Zhang. "MACAW: a media access protocol for wireless LAN's." In: *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.* 24.4 (Oct. 1994), pp. 212–225. ISSN: 0146-4833. DOI: [10.1145/190809.190334](https://doi.org/10.1145/190809.190334) (cit. on p. 36).
- [15] David Braginsky and Deborah Estrin. "Rumor routing algorithm for sensor networks." In: *Proceedings of the 1st ACM international workshop on Wireless sensor networks and applications*. WSNA '02. New York, NY, USA: ACM, 2002, pp. 22–31. ISBN: 1-58113-589-0. DOI: [10.1145/570738.570742](https://doi.org/10.1145/570738.570742) (cit. on pp. 40, 41).
- [16] G. Castagnoli, S. Brauer, and M. Herrmann. "Optimization of cyclic redundancy-check codes with 24 and 32 parity bits." In: *IEEE Transactions on Communications* 41.6 (1993), pp. 883–892. ISSN: 0090-6778. DOI: [10.1109/26.231911](https://doi.org/10.1109/26.231911) (cit. on p. 80).
- [17] Samita Chakrabarti, Zach Shelby, and Erik Nordmark. *RFC6775: Neighbor Discovery Optimization for IPv6 over Low-Power Wireless Personal Area Networks (6LoWPANs)*. Nov. 2012. URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc6775> (visited on 09/14/2013) (cit. on p. 44).
- [18] A.P. Chandrakasan, F.S. Lee, D.D. Wentzloff, V. Sze, B.P. Ginsburg, P.P. Mercier, D.C. Daly, and R. Blazquez. "Low-Power Impulse UWB Architectures and Circuits." In: *Proceedings of the IEEE* 97.2 (Feb. 2009), pp. 332–352. ISSN: 0018-9219. DOI: [10.1109/JPROC.2008.2008787](https://doi.org/10.1109/JPROC.2008.2008787) (cit. on pp. 96, 97).
- [19] Jae-Hwan Chang and L. Tassiulas. "Maximum lifetime routing in wireless sensor networks." In: *IEEE/ACM Transactions on Networking* 12.4 (2004), pp. 609–619. ISSN: 1063-6692. DOI: [10.1109/TNET.2004.833122](https://doi.org/10.1109/TNET.2004.833122) (cit. on p. 40).
- [20] Benjie Chen, Kyle Jamieson, Hari Balakrishnan, and Robert Morris. "Span: An Energy-Efficient Coordination Algorithm for Topology Maintenance in Ad Hoc." en. In: *Wireless Networks* 8.5 (Sept. 2002), pp. 481–494. ISSN: 1022-0038, 1572-8196. DOI: [10.1023/A:1016542229220](https://doi.org/10.1023/A:1016542229220) (cit. on p. 41).
- [21] L. J. Chu. "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas." In: *Journal of Applied Physics* 19.12 (Dec. 1948), pp. 1163–1175. ISSN: 0021-8979, 1089-7550. DOI: [10.1063/1.1715038](https://doi.org/10.1063/1.1715038). URL: <http://scitation.aip.org/content/aip/journal/jap/19/12/10.1063/1.1715038> (visited on 11/06/2014) (cit. on p. 31).

- [22] Maurice Chu, Horst Haussecker, and Feng Zhao. “Scalable Information-Driven Sensor Querying and Routing for Ad Hoc Heterogeneous Sensor Networks.” en. In: *International Journal of High Performance Computing Applications* 16.3 (Aug. 2002), pp. 293–313. ISSN: 1094-3420, 1741-2846. DOI: [10.1177/10943420020160030901](https://doi.org/10.1177/10943420020160030901) (cit. on p. 41).
- [23] Scott Corson and Vincent Park. *Temporally-Ordered Routing Algorithm (TORA) Version 1 Functional Specification*. July 2001. URL: <http://tools.ietf.org/html/draft-ietf-manet-tora-spec-04> (visited on 09/15/2013) (cit. on p. 39).
- [24] Tijs van Dam and Koen Langendoen. “An adaptive energy-efficient MAC protocol for wireless sensor networks.” In: *Proceedings of the 1st international conference on Embedded networked sensor systems*. SenSys '03. New York, NY, USA: ACM, 2003, pp. 171–180. ISBN: 1-58113-707-9. DOI: [10.1145/958491.958512](https://doi.org/10.1145/958491.958512) (cit. on p. 37).
- [25] C. Desset, B. Macq, and L. Vandendorpe. “Computing the word-, symbol-, and bit-error rates for block error-correcting codes.” In: *IEEE Transactions on Communications* 52.6 (2004), pp. 910–921. ISSN: 0090-6778. DOI: [10.1109/TCOMM.2004.829509](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2004.829509) (cit. on p. 69).
- [26] John Donne. *Devotions Upon Emergent Occasions*. 1624 (cit. on p. 9).
- [27] S. Du, A.K. Saha, and D.B. Johnson. “RMAC: A Routing-Enhanced Duty-Cycle MAC Protocol for Wireless Sensor Networks.” In: *IEEE INFOCOM 2007. 26th IEEE International Conference on Computer Communications*. 2007, pp. 1478–1486. DOI: [10.1109/INFCOM.2007.174](https://doi.org/10.1109/INFCOM.2007.174) (cit. on p. 37).
- [28] S. Dulman, T. Nieberg, Jian Wu, and P. Havinga. “Trade-off between traffic overhead and reliability in multipath routing for wireless sensor networks.” In: *2003 IEEE Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003*. Vol. 3. 2003, 1918–1922 vol.3. DOI: [10.1109/WCNC.2003.1200680](https://doi.org/10.1109/WCNC.2003.1200680) (cit. on p. 40).
- [29] A. El-Hoiydi and J-D Decotignie. “WiseMAC: an ultra low power MAC protocol for the downlink of infrastructure wireless sensor networks.” In: *Ninth International Symposium on Computers and Communications, 2004. Proceedings. ISCC 2004*. Vol. 1. 2004, 244–251 Vol.1. DOI: [10.1109/ISCC.2004.1358412](https://doi.org/10.1109/ISCC.2004.1358412) (cit. on p. 37).
- [30] M. Ercoli, D. Dragomirescu, D. Belot, and R. Plana. “An extremely low consumption, 53mW, 65nm CMOS transmitter for 60 GHz UWB applications.” In: *2012 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*. June 2012, pp. 463–466. DOI: [10.1109/RFIC.2012.6242322](https://doi.org/10.1109/RFIC.2012.6242322) (cit. on p. 95).
- [31] Qing Fang, Feng Zhao, and Leonidas Guibas. “Lightweight sensing and communication protocols for target enumeration and aggregation.” In: *Proceedings of the 4th ACM international symposium on Mobile ad hoc networking & computing*. MobiHoc '03. New York, NY, USA: ACM, 2003, pp. 165–176. ISBN: 1-58113-684-6. DOI: [10.1145/778415.778436](https://doi.org/10.1145/778415.778436) (cit. on p. 41).

- [32] P. Frenger, P. Orten, and T. Ottosson. "Convolutional codes with optimum distance spectrum." In: *IEEE Communications Letters* 3.11 (1999). Cited by 0155, pp. 317–319. ISSN: 1089-7798. DOI: [10.1109/4234.803468](https://doi.org/10.1109/4234.803468) (cit. on p. 34).
- [33] H. T Friis. "A Note on a Simple Transmission Formula." English. In: *Proceedings of the IRE* 34.5 (May 1946), pp. 254–256. ISSN: 0096-8390. DOI: [10.1109/JRPROC.1946.234568](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1946.234568) (cit. on p. 58).
- [34] H. T Friis. "Noise Figures of Radio Receivers." English. In: *Proceedings of the IRE* 32.7 (July 1944), pp. 419–422. ISSN: 0096-8390. DOI: [10.1109/JRPROC.1944.232049](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1944.232049) (cit. on p. 60).
- [35] Robert G. Gallager. "Low-Density Parity-Check Codes." PhD thesis. 1963 (cit. on p. 35).
- [36] Deepak Ganesan, Ramesh Govindan, Scott Shenker, and Deborah Estrin. "Highly-resilient, energy-efficient multipath routing in wireless sensor networks." In: *SIGMOBILE Mob. Comput. Commun. Rev.* 5.4 (Oct. 2001), pp. 11–25. ISSN: 1559-1662. DOI: [10.1145/509506.509514](https://doi.org/10.1145/509506.509514) (cit. on p. 40).
- [37] I. Georgiev and P. Slusallek. "RTfact: Generic concepts for flexible and high performance ray tracing." In: *Interactive Ray Tracing, 2008. RT 2008. IEEE Symposium on.* 2008, pp. 115–122. DOI: [10.1109/RT.2008.4634631](https://doi.org/10.1109/RT.2008.4634631) (cit. on p. 31).
- [38] Zygmunt Haas, Marc Pearlman, and Prince Samar. *The Interzone Routing Protocol (IERP) for Ad Hoc Networks*. July 2002. URL: <http://tools.ietf.org/html/draft-ietf-manet-zone-ierp-02> (visited on 09/15/2013) (cit. on p. 39).
- [39] Zygmunt Haas, Marc Pearlman, and Prince Samar. *The Intrazone Routing Protocol (IARP) for Ad Hoc Networks*. July 2002. URL: <http://tools.ietf.org/html/draft-ietf-manet-zone-iarp-02> (visited on 09/15/2013) (cit. on p. 39).
- [40] Zygmunt Haas, Marc Pearlman, and Prince Samar. *The Zone Routing Protocol (ZRP) for Ad Hoc Networks*. July 2002. URL: <http://tools.ietf.org/html/draft-ietf-manet-zone-zrp-04> (visited on 09/15/2013) (cit. on p. 39).
- [41] Tian He, J.A. Stankovic, Chenyang Lu, and T. Abdelzaher. "SPEED: a stateless protocol for real-time communication in sensor networks." In: *23rd International Conference on Distributed Computing Systems, 2003. Proceedings.* 2003, pp. 46–55. DOI: [10.1109/ICDCS.2003.1203451](https://doi.org/10.1109/ICDCS.2003.1203451) (cit. on p. 40).
- [42] Wendi Rabiner Heinzelman, Joanna Kulik, and Hari Balakrishnan. "Adaptive protocols for information dissemination in wireless sensor networks." In: *Proceedings of the 5th annual ACM/IEEE international conference on Mobile computing and networking.* MobiCom '99. New York, NY, USA: ACM, 1999, pp. 174–185. ISBN: 1-58113-142-9. DOI: [10.1145/313451.313529](https://doi.org/10.1145/313451.313529) (cit. on pp. 40, 41).

- [43] W.R. Heinzelman, A. Chandrakasan, and H. Balakrishnan. "Energy-efficient communication protocol for wireless microsensor networks." In: *Proceedings of the 33rd Annual Hawaii International Conference on System Sciences, 2000*. Jan. 2000, 10 pp. vol.2. DOI: [10.1109/HICSS.2000.926982](https://doi.org/10.1109/HICSS.2000.926982) (cit. on p. 41).
- [44] Yong-Hsiang Hsieh, Wei-Yi Hu, Shin-Ming Lin, Chao-Liang Chen, Wen-Kai Li, Sao-Jie Chen, and David-J. Chen. "An auto-I/Q calibrated CMOS transceiver for 802.11 g." In: *Solid-State Circuits Conference, 2005. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2005 IEEE International*. Feb. 2005, 92–93 Vol. 1. DOI: [10.1109/ISSCC.2005.1493884](https://doi.org/10.1109/ISSCC.2005.1493884) (cit. on pp. 96, 97).
- [45] Jonathan Hui and Pascal Thubert. *RFC6282: Compression Format for IPv6 Datagrams over IEEE 802.15.4-Based Networks*. Sept. 2011. URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc6282> (visited on 09/14/2013) (cit. on p. 44).
- [46] *IEC 62591 ed1.0: Industrial communication networks - Wireless communication network and communication profiles - WirelessHART™*. Apr. 2010 (cit. on p. 43).
- [47] "IEEE Standard for Information Technology- Telecommunications and Information Exchange Between Systems- Local and Metropolitan Area Networks- Specific Requirements Part Ii: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications." In: *IEEE Std 802.11g-2003 (Amendment to IEEE Std 802.11, 1999 Edn. (Reaff 2003) as amended by IEEE Stds 802.11a-1999, 802.11b-1999, 802.11b-1999/Cor 1-2001, and 802.11d-2001)* (2003), pp. i–67. DOI: [10.1109/IEEESTD.2003.94282](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2003.94282) (cit. on p. 36).
- [48] "IEEE Standard for Information technology– Local and metropolitan area networks– Specific requirements– Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC)and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput." In: *IEEE Std 802.11n-2009 (Amendment to IEEE Std 802.11-2007 as amended by IEEE Std 802.11k-2008, IEEE Std 802.11r-2008, IEEE Std 802.11y-2008, and IEEE Std 802.11w-2009)* (2009), pp. 1–565. DOI: [10.1109/IEEESTD.2009.5307322](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2009.5307322) (cit. on p. 36).
- [49] "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." In: *IEEE Std 802.11-2012 (Revision of IEEE Std 802.11-2007)* (2012), pp. 1–2793. DOI: [10.1109/IEEESTD.2012.6178212](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2012.6178212) (cit. on p. 36).
- [50] "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 Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band." In: *IEEE Std 802.11ad-2012 (Amendment to IEEE Std 802.11-2012, as amended by IEEE Std 802.11ae-2012 and IEEE Std 802.11aa-2012)* (2012), pp. 1–628. DOI: [10.1109/IEEESTD.2012.6392842](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2012.6392842) (cit. on p. 36).

- [51] “IEEE Standard for Local and metropolitan area networks–Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs).” In: *IEEE Std 802.15.4-2011 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2006)* (2011), pp. 1–314. DOI: [10.1109/IEEESTD.2011.6012487](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2011.6012487) (cit. on p. 41).
- [52] M. Iliopoulos and T. Antonakopoulos. “Optimised reconfigurable MAC processor architecture.” In: *The 8th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2001. ICECS 2001*. Vol. 1. 2001, 253–258 vol.1. DOI: [10.1109/ICECS.2001.957728](https://doi.org/10.1109/ICECS.2001.957728) (cit. on p. 92).
- [53] Chalermek Intanagonwiwat, Ramesh Govindan, and Deborah Estrin. “Directed diffusion: a scalable and robust communication paradigm for sensor networks.” In: *Proceedings of the 6th annual international conference on Mobile computing and networking*. MobiCom ’00. New York, NY, USA: ACM, 2000, pp. 56–67. ISBN: 1-58113-197-6. DOI: [10.1145/345910.345920](https://doi.org/10.1145/345910.345920) (cit. on pp. 40, 41).
- [54] *ISO/IEC 18000-7:2009 – Information technology – Radio frequency identification for item management – Part 7: Parameters for active air interface communications at 433 MHz*. 2009 (cit. on p. 44).
- [55] Philippe Jacquet and Thomas Clausen. *Optimized Link State Routing Protocol (OLSR)*. Oct. 2003. URL: <http://tools.ietf.org/html/rfc3626> (visited on 09/14/2013) (cit. on p. 39).
- [56] D.B. Johnson. “Routing in Ad Hoc Networks of Mobile Hosts.” In: *First Workshop on Mobile Computing Systems and Applications, 1994*. WMCSA 1994. 1994, pp. 158–163. DOI: [10.1109/WMCSA.1994.33](https://doi.org/10.1109/WMCSA.1994.33) (cit. on p. 39).
- [57] Phil Karn. “MACA—a new channel access method for packet radio.” In: *ARRL/CRRL Amateur radio 9th computer networking conference*. Vol. 140. London, Ontario, Canada, Sept. 1990, pp. 134–140 (cit. on p. 36).
- [58] R. Khalaf and I. Rubin. “Improving the Bit-per-Joule Performance of IEEE 802.11 Based Wireless Networks through High Power Transmissions.” In: *Proceedings of 17th International Conference on Computer Communications and Networks, 2008. ICCCN ’08*. Aug. 2008, pp. 1–6. DOI: [10.1109/ICCCN.2008.ECP.81](https://doi.org/10.1109/ICCCN.2008.ECP.81) (cit. on pp. 96, 97).
- [59] W. Kluge, F. Poegel, H. Roller, M. Lange, T. Ferchland, L. Dathe, and D. Eggert. “A Fully Integrated 2.4-GHz IEEE 802.15.4-Compliant Transceiver for ZigBee trade; Applications.” In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 41.12 (Dec. 2006), pp. 2767–2775. ISSN: 0018-9200. DOI: [10.1109/JSSC.2006.884802](https://doi.org/10.1109/JSSC.2006.884802) (cit. on pp. 96, 97).
- [60] Michael Kraemer, Daniela Dragomirescu, and Robert Plana. “Design of a very low-power, low-cost 60 GHz receiver front-end implemented in 65 nm CMOS technology.” In: *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* 3.02 (Mar. 2011), pp. 131–138. ISSN: 1759-0787, 1759-0795. DOI: [10.1017/S1759078711000067](https://doi.org/10.1017/S1759078711000067). URL: http://www.journals.cambridge.org/abstract_S1759078711000067 (visited on 01/22/2013) (cit. on p. 95).

- [61] Fabian Kuhn, Rogert Wattenhofer, and Aaron Zollinger. “Worst-Case optimal and average-case efficient geometric ad-hoc routing.” In: *Proceedings of the 4th ACM international symposium on Mobile ad hoc networking & computing*. MobiHoc '03. New York, NY, USA: ACM, 2003, pp. 267–278. ISBN: 1-58113-684-6. DOI: [10.1145/778415.778447](https://doi.org/10.1145/778415.778447) (cit. on p. 41).
- [62] Joanna Kulik, Wendi Heinzelman, and Hari Balakrishnan. “Negotiation-Based Protocols for Disseminating Information in Wireless Sensor Networks.” en. In: *Wireless Networks* 8.2-3 (Mar. 2002), pp. 169–185. ISSN: 1022-0038, 1572-8196. DOI: [10.1023/A:1013715909417](https://doi.org/10.1023/A:1013715909417) (cit. on pp. 40, 41).
- [63] Nandakishore Kushalnagar, Gabriel Montenegro, David E. Culler, and Jonathan W. Hui. *RFC4944: Transmission of IPv6 Packets over IEEE 802.15.4 Networks*. Aug. 2007. URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc4944> (visited on 09/14/2013) (cit. on p. 44).
- [64] K. Larsen. “Short convolutional codes with maximal free distance for rates $1/2$, $1/3$, and $1/4$ (Corresp.)” In: *IEEE Transactions on Information Theory* 19.3 (1973). Cited by 0141, pp. 371–372. ISSN: 0018-9448. DOI: [10.1109/TIT.1973.1055014](https://doi.org/10.1109/TIT.1973.1055014) (cit. on p. 34).
- [65] Aubin Lecoint. “Interface radio IR-UWB reconfigurable pour les réseaux de microsystemes communicants.” PhD thesis. Toulouse, France: Institut National des Sciences Appliquées - Université de Toulouse, 2010 (cit. on pp. 60, 62, 64).
- [66] Li Li and J.Y. Halpern. “Minimum-energy mobile wireless networks revisited.” In: *IEEE International Conference on Communications, 2001. ICC 2001*. Vol. 1. 2001, 278–283 vol.1. DOI: [10.1109/ICC.2001.936317](https://doi.org/10.1109/ICC.2001.936317) (cit. on p. 41).
- [67] Qun Li, Javed Aslam, and Daniela Rus. “Hierarchical Power-aware Routing in Sensor Networks.” In: *In Proceedings of the DIMACS Workshop on Pervasive Networking*. 2001 (cit. on pp. 40, 41).
- [68] H. J. Liebe, P. W. Rosenkranz, and G. A. Hufford. “Atmospheric 60-GHz oxygen spectrum: New laboratory measurements and line parameters.” In: *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*. Special Issue Conference on Molecular Spectroscopic Databases 48.5–6 (Nov. 1992), pp. 629–643. ISSN: 0022-4073. DOI: [10.1016/0022-4073\(92\)90127-P](https://doi.org/10.1016/0022-4073(92)90127-P). URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/002240739290127P> (visited on 01/09/2015) (cit. on p. 51).
- [69] Hans J. Liebe. “MPM—An atmospheric millimeter-wave propagation model.” en. In: *International Journal of Infrared and Millimeter Waves* 10.6 (June 1989), pp. 631–650. ISSN: 0195-9271, 1572-9559. DOI: [10.1007/BF01009565](https://doi.org/10.1007/BF01009565). URL: <http://link.springer.com/article/10.1007/BF01009565> (visited on 01/09/2015) (cit. on p. 51).

- [70] S. Lindsey and C.S. Raghavendra. "PEGASIS: Power-efficient gathering in sensor information systems." In: *IEEE Aerospace Conference Proceedings, 2002*. Vol. 3. 2002, 3-1125-3-1130 vol.3. DOI: [10.1109/AERO.2002.1035242](https://doi.org/10.1109/AERO.2002.1035242) (cit. on p. 41).
- [71] H.-P. Loeb, M. Gries, and C. Sauer. "Implementing a Software-Based 802.11 MAC on a Customized Platform." In: *6th IEEE Consumer Communications and Networking Conference, 2009*. CCNC 2009. 2009, pp. 1-6. DOI: [10.1109/CCNC.2009.4784695](https://doi.org/10.1109/CCNC.2009.4784695) (cit. on p. 92).
- [72] G. Lu, B. Krishnamachari, and C.S. Raghavendra. "An adaptive energy-efficient and low-latency MAC for data gathering in wireless sensor networks." In: *Parallel and Distributed Processing Symposium, 2004. Proceedings. 18th International*. 2004, pp. 224-. DOI: [10.1109/IPDPS.2004.1303264](https://doi.org/10.1109/IPDPS.2004.1303264) (cit. on p. 37).
- [73] D. J.C MacKay. "Good error-correcting codes based on very sparse matrices." English. In: *IEEE Transactions on Information Theory* 45.2 (Mar. 1999), pp. 399-431. ISSN: 0018-9448. DOI: [10.1109/18.748992](https://doi.org/10.1109/18.748992) (cit. on p. 35).
- [74] D. S. Makarov, M. Yu. Tretyakov, and P. W. Rosenkranz. "60-GHz oxygen band: Precise experimental profiles and extended absorption modeling in a wide temperature range." In: *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer* 112.9 (2011), pp. 1420-1428. ISSN: 0022-4073. DOI: [10.1016/j.jqsrt.2011.02.018](https://doi.org/10.1016/j.jqsrt.2011.02.018). URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022407311001099> (visited on 01/09/2015) (cit. on p. 51).
- [75] A. Manjeshwar and D.P. Agrawal. "APTEEN: a hybrid protocol for efficient routing and comprehensive information retrieval in wireless." In: *Parallel and Distributed Processing Symposium., Proceedings International, IPDPS 2002, Abstracts and CD-ROM*. 2002, 8 pp-. DOI: [10.1109/IPDPS.2002.1016600](https://doi.org/10.1109/IPDPS.2002.1016600) (cit. on p. 41).
- [76] Arati Manjeshwar and D.P. Agrawal. "TEEN: a routing protocol for enhanced efficiency in wireless sensor networks." In: *Parallel and Distributed Processing Symposium., Proceedings 15th International*. 2001, pp. 2009-2015. DOI: [10.1109/IPDPS.2001.925197](https://doi.org/10.1109/IPDPS.2001.925197) (cit. on p. 41).
- [77] N. Mitton, T. Razafindralambo, D. Simplot-Ryl, and I. Stojmenovic. "Hector is an Energy Efficient Tree-Based Optimized Routing Protocol for Wireless Networks." In: *The 4th International Conference on Mobile Ad-hoc and Sensor Networks, 2008. MSN 2008*. 2008, pp. 31-38. DOI: [10.1109/MSN.2008.24](https://doi.org/10.1109/MSN.2008.24) (cit. on p. 41).
- [78] H. Nyquist. "Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors." In: *Physical Review* 32.1 (July 1928), pp. 110-113. DOI: [10.1103/PhysRev.32.110](https://doi.org/10.1103/PhysRev.32.110) (cit. on p. 55).

- [79] G. Panic, D. Dietterle, Z. Stamenkovic, and K. Tittelbach-Helmrich. "A system-on-chip implementation of the IEEE 802.11a MAC layer." In: *Euromicro Symposium on Digital System Design, 2003. Proceedings.* 2003, pp. 319–324. DOI: [10.1109/DSD.2003.1231962](https://doi.org/10.1109/DSD.2003.1231962) (cit. on p. 92).
- [80] C.E. Perkins and E.M. Royer. "Ad-hoc on-demand distance vector routing." In: *Second IEEE Workshop on Mobile Computing Systems and Applications, 1999. Proceedings. WMCSA '99.* 1999, pp. 90–100. DOI: [10.1109/MCSA.1999.749281](https://doi.org/10.1109/MCSA.1999.749281) (cit. on p. 39).
- [81] Charles E. Perkins and Pravin Bhagwat. "Highly dynamic Destination-Sequenced Distance-Vector routing (DSDV) for mobile computers." In: *Proceedings of the conference on Communications architectures, protocols and applications. SIGCOMM '94.* New York, NY, USA: ACM, 1994, pp. 234–244. ISBN: 0-89791-682-4. DOI: [10.1145/190314.190336](https://doi.org/10.1145/190314.190336) (cit. on p. 39).
- [82] W.W. Peterson. "Encoding and error-correction procedures for the Bose-Chaudhuri codes." In: *IRE Transactions on Information Theory* 6.4 (1960), pp. 459–470. ISSN: 0096-1000. DOI: [10.1109/TIT.1960.1057586](https://doi.org/10.1109/TIT.1960.1057586) (cit. on p. 33).
- [83] W.W. Peterson and D.T. Brown. "Cyclic Codes for Error Detection." In: *Proceedings of the IRE* 49.1 (1961). Cited by 0276, pp. 228–235. ISSN: 0096-8390. DOI: [10.1109/JRPROC.1961.287814](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1961.287814) (cit. on p. 80).
- [84] I. S. Reed and G. Solomon. "Polynomial Codes Over Certain Finite Fields." In: *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics* 8.2 (1960). Cited by 1639, pp. 300–304. ISSN: 0368-4245. DOI: [10.2307/2098968](https://doi.org/10.2307/2098968) (cit. on p. 33).
- [85] Lawrence G. Roberts. "ALOHA packet system with and without slots and capture." In: *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.* 5.2 (Apr. 1975), pp. 28–42. ISSN: 0146-4833. DOI: [10.1145/1024916.1024920](https://doi.org/10.1145/1024916.1024920) (cit. on p. 75).
- [86] V. Rodoplu and T.H. Meng. "Minimum energy mobile wireless networks." In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 17.8 (1999), pp. 1333–1344. ISSN: 0733-8716. DOI: [10.1109/49.779917](https://doi.org/10.1109/49.779917) (cit. on p. 41).
- [87] J. Ryckaert, M. Verhelst, M. Badaroglu, S. D'Amico, V. De Heyn, C. Desset, P. Nuzzo, B. Van Poucke, P. Wambacq, A. Baschiroto, W. Dehaene, and G. Van der Plas. "A CMOS Ultra-Wideband Receiver for Low Data-Rate Communication." In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 42.11 (Nov. 2007), pp. 2515–2527. ISSN: 0018-9200. DOI: [10.1109/JSSC.2007.907195](https://doi.org/10.1109/JSSC.2007.907195) (cit. on p. 97).
- [88] N. Sadagopan, B. Krishnamachari, and A. Helmy. "The ACQUIRE mechanism for efficient querying in sensor networks." In: *2003 IEEE International Workshop on Sensor Network Protocols and Applications, 2003. Proceedings of the First IEEE.* 2003, pp. 149–155. DOI: [10.1109/SNPA.2003.1203365](https://doi.org/10.1109/SNPA.2003.1203365) (cit. on p. 41).

- [89] Andreas Savvides, Chih-Chieh Han, and Mani B. Srivastava. "Dynamic fine-grained localization in Ad-Hoc networks of sensors." In: *Proceedings of the 7th annual international conference on Mobile computing and networking*. MobiCom '01. New York, NY, USA: ACM, 2001, pp. 166–179. ISBN: 1-58113-422-3. DOI: [10.1145/381677.381693](https://doi.org/10.1145/381677.381693) (cit. on p. 41).
- [90] Christian Peter Pii Schumacher, Nandakishore Kushalnagar, and Gabriel Montenegro. *RFC4919: IPv6 over Low-Power Wireless Personal Area Networks (6LoWPANs): Overview, Assumptions, Problem Statement, and Goals*. Sept. 2007. URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc4919> (visited on 09/14/2013) (cit. on p. 43).
- [91] C. Schurgers and M.B. Srivastava. "Energy efficient routing in wireless sensor networks." In: *IEEE Military Communications Conference, 2001. MILCOM 2001. Communications for Network-Centric Operations: Creating the Information Force*. Vol. 1. 2001, 357–361 vol.1. DOI: [10.1109/MILCOM.2001.985819](https://doi.org/10.1109/MILCOM.2001.985819) (cit. on p. 41).
- [92] Sergio D. Servetto and Guillermo Barrenechea. "Constrained random walks on random graphs: routing algorithms for large scale wireless sensor networks." In: *Proceedings of the 1st ACM international workshop on Wireless sensor networks and applications*. WSNA '02. New York, NY, USA: ACM, 2002, pp. 12–21. ISBN: 1-58113-589-0. DOI: [10.1145/570738.570741](https://doi.org/10.1145/570738.570741) (cit. on p. 41).
- [93] R.C. Shah and J.M. Rabaey. "Energy aware routing for low energy ad hoc sensor networks." In: *2002 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2002. WCNC2002*. Vol. 1. 2002, 350–355 vol.1. DOI: [10.1109/WCNC.2002.993520](https://doi.org/10.1109/WCNC.2002.993520) (cit. on pp. 40, 41).
- [94] C. E Shannon. "Communication in the Presence of Noise." English. In: *Proceedings of the IRE* 37.1 (Jan. 1949), pp. 10–21. ISSN: 0096-8390. DOI: [10.1109/JRPROC.1949.232969](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1949.232969) (cit. on pp. 55, 62).
- [95] Earl W. Smith. "Absorption and dispersion in the O₂ microwave spectrum at atmospheric pressures." In: *The Journal of Chemical Physics* 74.12 (June 1981), pp. 6658–6673. ISSN: 0021-9606, 1089-7690. DOI: [10.1063/1.441112](https://doi.org/10.1063/1.441112). URL: <http://scitation.aip.org/content/aip/journal/jcp/74/12/10.1063/1.441112> (visited on 01/09/2015) (cit. on p. 51).
- [96] K. Sohrabi, J. Gao, V. Ailawadhi, and G.J. Pottie. "Protocols for self-organization of a wireless sensor network." In: *IEEE Personal Communications* 7.5 (2000), pp. 16–27. ISSN: 1070-9916. DOI: [10.1109/98.878532](https://doi.org/10.1109/98.878532) (cit. on p. 40).
- [97] IVAN Stojmenovic and Xu Lin. "GEDIR: Loop-free location based routing in wireless networks." In: *Proc. IASTED Int. Conf. on Parallel and Distributed Computing and Systems*. 1999, pp. 1025–1028 (cit. on p. 41).
- [98] L. Subramanian and R.H. Katz. "An architecture for building self-configurable systems." In: *2000 First Annual Workshop on Mobile and Ad Hoc Networking and Computing, 2000. MobiHOC*. 2000, pp. 63–73. DOI: [10.1109/MOBHOC.2000.869214](https://doi.org/10.1109/MOBHOC.2000.869214) (cit. on p. 41).

- [99] Yanjun Sun, Omer Gurewitz, and David B. Johnson. "RI-MAC: a receiver-initiated asynchronous duty cycle MAC protocol for dynamic traffic loads in wireless sensor networks." In: *Proceedings of the 6th ACM conference on Embedded network sensor systems*. SenSys '08. New York, NY, USA: ACM, 2008, pp. 1–14. ISBN: 978-1-59593-990-6. DOI: [10.1145/1460412.1460414](https://doi.org/10.1145/1460412.1460414) (cit. on p. 38).
- [100] A. Viterbi. "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm." English. In: *IEEE Transactions on Information Theory* 13.2 (Apr. 1967), pp. 260–269. ISSN: 0018-9448. DOI: [10.1109/TIT.1967.1054010](https://doi.org/10.1109/TIT.1967.1054010) (cit. on p. 34).
- [101] Junyi Wang, Zhou Lan, Chang-woo Pyo, T. Baykas, Chin-Sean Sum, M.A. Rahman, Jing Gao, R. Funada, F. Kojima, H. Harada, and S. Kato. "Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeter-wave WPAN systems." In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 27.8 (Oct. 2009), pp. 1390–1399. ISSN: 0733-8716. DOI: [10.1109/JSAC.2009.091009](https://doi.org/10.1109/JSAC.2009.091009) (cit. on p. 31).
- [102] Lingli Xia, Ke Shao, Hu Chen, Yumei Huang, Zhiliang Hong, and P.Y. Chiang. "0.15-n]/b 3-5-GHz IR-UWB System With Spectrum Tunable Transmitter and Merged-Correlator Noncoherent Receiver." In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 59.4 (Apr. 2011), pp. 1147–1156. ISSN: 0018-9480. DOI: [10.1109/TMTT.2011.2114193](https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2114193) (cit. on pp. 96, 97).
- [103] Ya Xu, John Heidemann, and Deborah Estrin. "Geography-informed energy conservation for Ad Hoc routing." In: *Proceedings of the 7th annual international conference on Mobile computing and networking*. MobiCom '01. New York, NY, USA: ACM, 2001, pp. 70–84. ISBN: 1-58113-422-3. DOI: [10.1145/381677.381685](https://doi.org/10.1145/381677.381685) (cit. on p. 41).
- [104] Liuqing Yang and G.B. Giannakis. "Ultra-wideband communications: an idea whose time has come." In: *IEEE Signal Processing Magazine* 21.6 (2004), pp. 26–54. ISSN: 1053-5888. DOI: [10.1109/MSP.2004.1359140](https://doi.org/10.1109/MSP.2004.1359140) (cit. on p. 30).
- [105] Yong Yao and Johannes Gehrke. "The cougar approach to in-network query processing in sensor networks." In: *SIGMOD Rec.* 31.3 (Sept. 2002), pp. 9–18. ISSN: 0163-5808. DOI: [10.1145/601858.601861](https://doi.org/10.1145/601858.601861) (cit. on p. 41).
- [106] Fan Ye, A. Chen, Songwu Lu, and Lixia Zhang. "A scalable solution to minimum cost forwarding in large sensor networks." In: *Tenth International Conference on Computer Communications and Networks, 2001. Proceedings.* 2001, pp. 304–309. DOI: [10.1109/ICCCN.2001.956276](https://doi.org/10.1109/ICCCN.2001.956276) (cit. on p. 41).
- [107] Fan Ye, Haiyun Luo, Jerry Cheng, Songwu Lu, and Lixia Zhang. "A two-tier data dissemination model for large-scale wireless sensor networks." In: *Proceedings of the 8th annual international conference on Mobile computing and networking*. MobiCom '02. New York, NY, USA: ACM, 2002, pp. 148–159. ISBN: 1-58113-486-X. DOI: [10.1145/570645.570664](https://doi.org/10.1145/570645.570664) (cit. on p. 41).

- [108] Wei Ye, J. Heidemann, and D. Estrin. “An energy-efficient MAC protocol for wireless sensor networks.” In: *IEEE INFOCOM 2002. Twenty-First Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Proceedings*. Vol. 3. 2002, 1567–1576 vol.3. DOI: [10.1109/INFCOM.2002.1019408](https://doi.org/10.1109/INFCOM.2002.1019408) (cit. on p. 36).
- [109] Yan Yu, Ramesh Govindan, and Deborah Estrin. *Geographical and energy aware routing: A recursive data dissemination protocol for wireless sensor networks*. Tech. rep. 2001 (cit. on p. 41).
- [110] Tao Zheng, S. Radhakrishnan, and V. Sarangan. “PMAC: an adaptive energy-efficient MAC protocol for wireless sensor networks.” In: *Parallel and Distributed Processing Symposium, 2005. Proceedings. 19th IEEE International*. 2005, 8 pp.–. DOI: [10.1109/IPDPS.2005.344](https://doi.org/10.1109/IPDPS.2005.344) (cit. on p. 37).
- [111] *ZigBee Document 053474r17 – ZigBee Specification*. Jan. 2008 (cit. on p. 42).
- [112] *ZigBee Document 08006r03 – ZigBee-2007 Layer PICS and Stack Profiles – Revision 03*. June 2008 (cit. on p. 42).
- [113] *ZigBee Document 094945r00ZB – ZigBee RF4CE Specification – Version 1.01*. Jan. 2010 (cit. on p. 42).
- [114] *ZigBee Public Document 13-002r00 – ZigBee IP Specification*. Feb. 2013 (cit. on p. 42).