

ACADÉMIE DE POITIERS
UNIVERSITÉ DE POITIERS
— SCIENCES FONDAMENTALES ET APPLIQUÉES —

THÈSE

pour l'obtention du Grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE POITIERS
(Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées)
(Diplôme National - Arrêté du 7 Août 2006)

École Doctorale : **Sciences et Ingénierie pour l'Information**
Secteur de Recherche : **Optoélectronique, micro-ondes**

présentée par
Denis DESSALES

Conception d'un réseau de capteurs sans fil, faible consommation, dédié au diagnostic in-situ des performances des bâtiments en exploitation

Directeur de thèse : R. Vauzelle
Co-encadrants : A-M. Poussard, N. Richard

Soutenue le 8 Décembre 2011 devant la Commission d'Examen composée de :

Laurent Clavier, Professeur, IEMN, Université de Lille	Rapporteur
Jean-Marie Gorce, Professeur, CITI, Université de Lyon	Rapporteur
Olivier Berder, Maître de Conférences, IRISA, Université de Rennes	Examineur
Alain Guillot, Ingénieur, Schneider Electric, Isle d'Espagnac	Examineur
Christophe Martinsons, Docteur ingénieur, CSTB, Grenoble	Examineur
Fabien Ndagijimana, Professeur, IMEP, Université Joseph Fourier, Grenoble	Examineur
Noël Richard, Maître de Conférences, XLIM-SIC, Université Poitiers	Examineur
Rodolphe Vauzelle, Professeur, XLIM-SIC, Université Poitiers	Directeur de Thèse

A mes parents, mon frère, mes soeurs et Christelle

« Celui qui trouve sans chercher est celui qui a longtemps cherché sans trouver. »
Gaston Bachelard (1884-1962)

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre d'une convention CIFRE (Convention Industrielle de la Formation par la REcherche) et ont été effectués pour moitié à l'Université de Poitiers, au sein du département SIC (Signal-Image-Communication) de l'institut XLIM, UMR CNRS 6172 et, pour l'autre moitié, au Centre Scientifique et Technique du Bâtiment (Grenoble) au sein du département DAE (Acoustique et Eclairage).

Je tiens avant tout à exprimer ma plus profonde reconnaissance à l'ensemble de mes encadrants pour leurs disponibilités, leurs conseils avisés et le soutien permanent dont ils ont fait preuve durant ces trois années de thèse. Dans ce sens, mes premiers remerciements s'adressent à M. Rodolphe Vauzelle, professeur à l'Université de Poitiers, qui malgré de lourdes responsabilités administratives, d'enseignement et de recherche, a toujours trouvé le temps de m'aider et me soutenir pour mener à bien ces travaux de thèse. Je tiens également à remercier Mme. Anne-Marie Poussard, maître de conférences à l'Université de Poitiers, pour sa disponibilité et ses conseils avisés pour la rédaction des publications scientifiques mais également pour son aide à l'encadrement d'étudiants en projet ou en stage. Je n'oublie pas M. Noël Richard, maître de conférences à l'Université de Poitiers, pour sa grande disponibilité et les discussions enrichissantes tant d'un point de vue scientifique qu'humain. Je tiens plus particulièrement à les remercier pour leur patience et leur soutien pendant la rédaction de ce mémoire. Pour tout cela, je voudrais qu'ils acceptent l'expression de tout mon respect, ma gratitude et mon amitié.

Je garde également un excellent souvenir de mon passage dans les locaux du CSTB, et je tiens à remercier particulièrement M. Christophe Martinsons, Docteur et responsable du pôle 3^E à Grenoble, et M. François Gaudaire, Docteur, pour leur aide précieuse dans les démarches administratives et logistiques ainsi que leur soutien et leur intérêt qu'ils ont accordé à ces travaux.

J'exprime ma sincère gratitude envers l'ensemble des membres du jury. Tout d'abord, je remercie M. Laurent Clavier, professeur à l'Université de Lille, et M. Jean-Marie Gorce, professeur à L'Université de Lyon, pour avoir bien voulu accepter la charge de rapporteur.

J'aimerais également témoigner ma gratitude à M. Fabien Ndagijimana, professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble, pour avoir endossé la charge de président du jury. Enfin, je remercie M. Olivier Berder, maître de conférences à l'Université de Rennes, ainsi que M. Alain Guillot, ingénieur et responsable du département Anticipation de Schneider Electric à l'Isle d'Espagnac pour l'attention qu'ils ont accordé à ces travaux en acceptant la charge d'examineur.

Je tiens aussi à exprimer toute ma reconnaissance envers l'ensemble du personnel XLIM-SIC pour l'accueil, l'aide et la sympathie qu'il m'ont apporté durant ces trois années. En particulier, je tiens à remercier Mme. Françoise Perrain pour sa disponibilité et son soutien dans les démarches administratives, sans oublier nos amicales discussions.

C'est avec une grande joie que je remercie sincèrement tous les doctorants que j'ai rencontré durant ces années de thèse à commencer par Olivier Kihl et Olivier Dromer avec qui j'ai eu la chance de partager mon bureau pendant mon séjour au laboratoire et avec qui une grande amitié est née. Je n'oublie pas non plus les autres doctorants du département XLIM-SIC, mais je m'abstiendrai de les citer par peur d'en oublier.

De plus, je tiens à remercier très sincèrement M. Christian Chatellier, aujourd'hui responsable de l'entreprise Wytek, pour sa confiance et son soutien pendant mes études de master, et sans qui je n'aurais sans doute jamais eu la chance d'avoir à mener une thèse de doctorat.

J'aimerais enfin témoigner de toute ma gratitude à ma compagne Christelle et à toute ma famille pour leur soutien, sans oublier d'exprimer toute mon amitié à mon ami Vincent pour avoir toujours été présent.

Table des matières

Introduction générale	1
1 Etat de l'art des réseaux de capteurs sans fil	7
1.1 Introduction	8
1.2 Les réseaux de capteurs sans fil	8
1.2.1 Généralités	8
1.2.2 Modèle OSI	10
1.2.3 QoS et efficacité énergétique	11
1.3 Architecture matérielle d'un capteur sans fil	12
1.3.1 Alimentation	13
1.3.2 Contrôleur et mémoire	15
1.3.2.1 Contrôleur	15
1.3.2.2 Consommation des microcontrôleurs	15
1.3.2.3 Mémoire	16
1.3.3 Chaîne RF	16
1.3.4 Conclusion	17
1.4 La couche physique	17
1.4.1 Le canal de transmission	18
1.4.1.1 Généralités	18
1.4.1.2 Propagation en espace libre	19
1.4.1.3 Propagation multi-trajets	20
1.4.1.4 Modélisation mathématique d'un canal multi-trajets	21
1.4.1.4.1 Canal de propagation invariant	21
1.4.1.4.2 Variations du canal de propagation	21
1.4.2 Les modulations numériques	23
1.4.2.1 Définitions	23
1.4.2.2 Performances vis-à-vis des perturbations du canal de propagation	23
1.4.2.3 Efficacité énergétique des modulations	25
1.4.2.4 Démodulation et synchronisation	26

1.4.2.4.1	Synchronisation	26
1.4.2.4.2	Démodulation	27
1.4.3	Le codage canal	30
1.4.3.1	Les codes convolutifs	30
1.4.3.2	L'entrelacement	31
1.4.3.3	Performances et efficacité énergétique	31
1.5	La couche liaison	32
1.5.1	Rôle de la sous-couche MAC	32
1.5.2	Critères de performances des mécanismes d'accès au canal	33
1.5.3	Condition d'efficacité des stratégies de mise en veille	34
1.6	La couche réseau	35
1.7	Approche "cross-layer"	36
1.8	Positionnement de la thèse	38
2	Modélisation des variations temporelles du canal de propagation indoor	43
2.1	Introduction	45
2.2	Modèles existants	45
2.2.1	Modèles déterministes	46
2.2.1.1	Modèles à formulation rigoureuse	46
2.2.1.2	Modèles asymptotiques en fréquence	46
2.2.2	Modèles empiriques	47
2.2.2.1	Le modèle de Motley-Keenan	47
2.2.2.2	Le modèle MWF (Multi-Wall and Floor)	48
2.2.2.3	Le modèle Multi-Wall et Multi-fréquences	48
2.2.3	Modèles statistiques	49
2.2.3.1	Le modèle de Rayleigh	49
2.2.3.2	Le modèle de Rice	50
2.2.3.3	Le modèle Log-normale	50
2.2.3.4	Le modèle de Weibull	50
2.2.3.5	Le modèle de Nakagami	51
2.2.4	Modèles tenant compte de l'effet des personnes	51
2.3	Objectif et principe de la modélisation proposée	52
2.3.1	Principe	52
2.3.2	Choix du modèle statique	54
2.3.2.1	Modèles considérés	54
2.3.2.2	Evaluation des performances	55
2.3.3	Conclusion	56
2.4	Campagne de mesures	57
2.4.1	Caractéristiques des mesures	57
2.4.2	Scénarii des mesures	57
2.4.2.1	Scénario n°1 : "Franchissement du trajet direct"	57
2.4.2.2	Scénario n°2 : "Mouvements aléatoires"	58
2.4.3	Analyse des signaux obtenus	58
2.4.3.1	1 personne coupe le trajet direct à 433 MHz	59
2.4.3.2	1 personne coupe le trajet direct à 868 MHz	59
2.4.3.3	1 personne effectue des mouvements aléatoires à 433 MHz	60

2.4.3.4	Conclusion sur l'analyse des signaux	61
2.4.4	Evolution des atténuations en fonction du nombre de personnes	62
2.5	Méthode de modélisation statistique et application	62
2.5.1	Description de la méthode d'identification statistique	62
2.5.2	Représentation sous la forme d'une fonction de répartition	64
2.5.3	Estimation paramétrique des lois candidates	65
2.5.3.1	Méthode du maximum de vraisemblance (MV)	65
2.5.3.2	Estimation des paramètres des lois statistiques retenues	65
2.5.4	Qualité de l'estimation par la méthode de Kolmogorov-Smirnov (KS)	66
2.5.5	Exemple d'application de la procédure d'identification statistique	67
2.5.6	Résultats de la modélisation sur l'ensemble des signaux mesurés	68
2.5.6.1	Résultats de la modélisation pour le scénario n°1	68
2.5.6.2	Résultats de la modélisation pour le scénario n°2	71
2.6	Reconstruction de la réponse temporelle du canal	71
2.6.1	Reconstruction d'un évanouissement	72
2.6.2	Reconstruction temporelle sur 24 heures	72
2.6.2.1	Processus de Poisson	73
2.6.2.2	Taux d'occupation	73
2.6.3	Résultats de la reconstruction de la réponse temporelle du canal	74
2.6.4	Conclusion sur la modélisation	76
2.7	Impact du mouvement des personnes sur les erreurs de transmission	76
2.7.1	Estimation du TEB	77
2.7.2	Impact de la modélisation temporelle	77
2.7.3	Impact du nombre de personnes suivant la fenêtre d'estimation	78
2.8	Conclusion	80
3	Optimisation énergétique de la couche physique	83
3.1	Introduction	84
3.2	Modélisation de la consommation	84
3.2.1	Consommation de l'amplificateur de puissance	85
3.2.2	Modèles existants	87
3.2.2.1	Modèle de Shih et al.	87
3.2.2.2	Modèle de Wang et al.	87
3.2.2.3	Modèle de Cui et al.	88
3.2.2.4	Conclusion	88
3.2.3	Modèle énergétique retenu	89
3.2.3.1	Définition du modèle	89
3.2.3.2	Analyse paramétrique du modèle	90
3.2.3.2.1	Influence de la puissance de transmission	90
3.2.3.2.2	Influence de la longueur de trame	91
3.2.3.2.3	Influence du débit binaire	92
3.2.3.3	Conclusion	93
3.3	Simulation de transmission et analyse énergétique	94
3.3.1	Principe de l'étude	95
3.3.2	Estimation réaliste du TEB	96
3.3.2.1	Chaînes de transmission	96

3.3.2.2	Configurations des simulations	96
3.3.3	Résultats et analyses	98
3.3.3.1	Résultats de la configuration n°1.1	98
3.3.3.2	Résultats de la configuration n°1.2	100
3.3.3.3	Résultats de la configuration n°2	102
3.3.4	Conclusion	104
3.4	Adaptation de la puissance d'émission en fonction de la longueur du message .	105
3.4.1	Approche générale	105
3.4.2	Simulation et résultats	106
3.4.2.1	Puissances d'émission moyennes	106
3.4.3	Impact sur la durée de vie d'un capteur	108
3.4.4	Mise en oeuvre pratique	111
3.4.5	Conclusion	111
3.5	Conclusion	112
4	Optimisation conjointe des couches physique et MAC	113
4.1	Introduction	114
4.2	Etat de l'art des protocoles MAC	114
4.2.1	Les principales techniques d'accès	114
4.2.1.1	Les techniques d'accès par répartition	114
4.2.1.2	Les techniques d'accès par compétition	115
4.2.2	Les protocoles issus de la communauté sans fil	116
4.2.2.1	Les protocoles ordonnancés	116
4.2.2.2	Les protocoles basés sur la compétition d'accès	117
4.2.2.3	Les protocoles basés sur l'échantillonnage de préambule	117
4.2.2.4	Les protocoles basés sur un réveil à la demande	117
4.2.3	Les protocoles issus des standards IEEE	118
4.2.3.1	IEEE 802.11 (WiFi)	118
4.2.3.2	IEEE 802.15.3 (Bluetooth)	119
4.2.3.3	IEEE 802.15.4 (Zigbee)	119
4.2.3.4	Synthèse sur les standards IEEE	120
4.2.4	Les protocoles issus des réseaux locaux industriels	121
4.2.4.1	Introduction	121
4.2.4.2	Définition et classification standard	121
4.2.4.3	La classification proposée par Vasques	122
4.2.5	Comparaison préliminaire	124
4.2.6	Synthèse de l'état de l'art	126
4.3	Analyse et optimisation énergétique	128
4.3.1	Interdépendance et optimisation conjointe	128
4.3.2	Objectifs de l'analyse énergétique	129
4.3.3	Evaluation sans prise en compte des erreurs	130
4.3.3.1	Protocole <i>idéal</i>	130
4.3.3.2	Le protocole IEEE 802.15.4, Zigbee	132
4.3.3.3	Le protocole WorldFIP	133
4.3.3.4	Résultats en termes de durées de vie	134
4.3.4	Prise en compte du volume de trafic dans le réseau	136

4.3.4.1	Prise en compte du phénomène de collision	136
4.3.4.2	Introduction sur la méthode	137
4.3.4.3	Estimation de la période moyenne où le canal est libre	137
4.3.4.4	Estimation de la période moyenne où le canal est occupé	138
4.3.4.5	Estimation de la puissance moyenne consommée	138
4.3.4.6	Résultats en termes de durée de vie	139
4.3.5	Prise en compte des performances de la couche physique	140
4.3.5.1	Résultats en termes de durée de vie	140
4.3.6	Prise en compte des pertes de synchronisation	141
4.3.6.1	Synchronisation des échanges et compensation des dérives d'horloge	141
4.3.6.2	Résultats en termes de durée de vie	143
4.3.7	Conclusion sur l'analyse énergétique	144
4.4	Proposition et évaluation de la solution	145
4.4.1	Proposition	145
4.4.2	Définition du schéma d'échange	147
4.4.3	Définition des structures de trames	148
4.4.3.1	Trame d'interrogation	148
4.4.3.2	Trame de données et accusé de réception	149
4.4.4	Evaluation de la solution	150
4.4.5	Conclusion sur la solution proposée	152
4.5	Conclusion	153
5	Réalisation expérimentale et évaluation	155
5.1	Introduction	156
5.2	Plateforme expérimentale	156
5.2.1	Plateformes existantes	156
5.2.2	Plateforme retenue pour le démonstrateur	158
5.2.2.1	Le composant CC1110	158
5.2.2.2	Description des blocs fonctionnels utilisés	159
5.2.2.3	Kits de développement associés	160
5.2.2.4	Capteurs du démonstrateur	161
5.3	Installation et configuration du démonstrateur	162
5.3.1	Environnement d'installation	163
5.3.2	Phase d'initialisation	164
5.3.3	Structures des trames de communication	165
5.3.4	Utilisation mémoire	165
5.4	Mesures des performances avant installation	166
5.4.1	Consommations statiques	166
5.4.2	Consommations dynamiques	167
5.4.3	Extrapolation des durées de vie	172
5.4.4	Encombrement spectral	175
5.5	Premières mesures in-situ	177
5.5.1	Mesures RSSI et analyses	177
5.5.2	Mesures des paramètres physiques et d'usage	180
5.6	Conclusion	182

Conclusion générale et perspectives	183
Bibliographie	187
Publications personnelles	199
Liste des figures	204
Liste des tableaux	205
A Réglementation sur l'utilisation des bandes de fréquences ISM	207
B Calcul de la divergence de Kullback-Leibler	209
B.1 Introduction	209
B.2 Histogramme	209
B.3 Calcul de la divergence de Kullback-Leibler (D_{KL})	210
B.4 Exemple d'application du test de Kullback-Leibler	211
C Evaluation de l'intérêt d'un système de transmission MIMO coopératif	213
C.1 Introduction	213
C.2 Les techniques MIMO coopératives	213
C.2.1 Performances des STBC	214
C.2.2 Principe de transmission retenu	215
C.3 Résultats de simulation	216
C.3.1 433 MHz	216
C.3.2 868 MHz	218
C.4 Conclusion sur l'intérêt d'un système MIMO coopératif	219

Liste des acronymes et abréviations

AFB	Amplificateur Faible Bruit
AFI	Amplificateur de Fréquence Intermédiaire
AP	Amplificateur de Puissance
ASK	Amplitude Shift Keying
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BO	Beacon Order
CAG	Contrôle Automatique de Gain
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CAP	Contention Access Period
CCA	Clear Channel Assessment
CFP	Contention Free Period
CI	Check Interval
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CPU	Central Processing Unit
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance
CTAP	Channel Time Allocation Period
CTS	Clear To Send
DCF	Distributed Coordination Function
ddp	densité de probabilité
DVS	Dynamic Voltage Scaling
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FSK	Frequency Shift Keying
GSM	Global System for Mobile communications
GTS	Guaranteed Time Slot
IESB	Institute of Superior Education of Brasilia
ISM	Industriel Scientifique et Médical

ISO	International Standards Organisation
KL	Kullback-Leibler
KS	Kolmogorov-Smirnov
LBT	Listen Before Talk
LLC	Logical Link Control
LOS	Line of Sight
MAC	Medium Access Control
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MSK	Minimum Shift Keying
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Drequency Division Multiplexing
OOK	On Off Keying
OSI	Open Systems Interconnection
PAR	Puissance Antenne Rayonnée
PCF	Point Coordination Function
PLL	Phase Locked Loop
PNC	Piconet Network Controller
ppm	partie par million
QoS	Quality of Service
RAM	Random Access Memory
RFID	Radio Frequency IDentification
ROM	Read Only Memory
RT 2012	Réglementation Thermique 2012
RTS	Request To Send
SBR	Shooting and Bouncing Rays
SFD	Start Frame Delimiter
SISO	Single Input Single Output
SO	Superframe Order
SoC	System on Chip
STBC	Space Time Block Codes
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TET	Taux d'Erreur Trame
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VCO	Voltage Control Output

Introduction générale

La communauté internationale s'est fixée comme objectif de diviser par deux les émissions de gaz à effet de serre avant 2050 à l'échelle de la planète. Les pays industrialisés devront pour leur part consentir un effort particulier et diviser par quatre leurs émissions en moins de 50 ans. En France, les consommations engendrées par l'utilisation des bâtiments représentent actuellement 40% de la consommation énergétique totale. La nouvelle réglementation thermique (RT 2012) initiée par le Grenelle de l'environnement représente donc le chantier majeur du gouvernement français pour réduire significativement la contribution des habitats au changement climatique. Dans cet objectif, des méthodes efficaces pour le diagnostic des performances des bâtiments sont essentielles. Elles doivent permettre l'évaluation des performances des bâtiments existants pour que dans un deuxième temps, les acteurs professionnels du secteur puissent mener les opérations de maintenance préventive ou curative, ou encore procéder à une réhabilitation lourde. Précisons tout de même que le terme de performance pour un bâtiment englobe généralement 3 types de performances :

- Le confort (thermique, acoustique, visuel ...)
- La consommation d'énergie (électricité, gaz, fioul)
- Le bilan environnemental (rejets, gestion des déchets, transports ...)

A l'heure actuelle, les méthodes qui permettent d'évaluer ces performances énergétiques sont la plupart du temps basées sur des modèles théoriques [1] en considérant de nouveaux matériaux de construction, une implémentation idéale, des phénomènes physiques simplifiés, ou encore des méthodes d'approximation numérique... D'autres méthodes sont basées sur des analyses expérimentales obtenues dans des conditions réelles mais souvent de courte durée et/ou limitées à certains aspects (analyse des consommations électriques, recherche des déperditions de chaleur par thermographie ...). En réalité, les performances d'un bâtiment sont très variables et dépendent de plusieurs facteurs (figure 1) :

- L'usage effectif et l'aménagement intérieur des locaux
- Le comportement des occupants
- Le vieillissement des matériaux et des équipements
- La maintenance du bâtiment

- L'influence de l'environnement (constructions voisines, trafic automobile, variations climatiques ...)

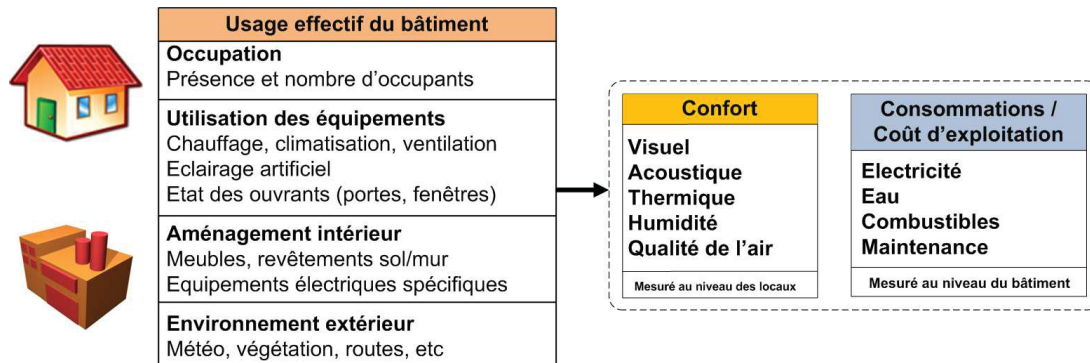


Figure 1 : Diagnostic des performances des bâtiments.

Dans ce contexte, pour prendre en compte ces paramètres dans l'évaluation ou les méthodes de diagnostic des performances des bâtiments, il est nécessaire de mesurer les performances du bâtiment pendant qu'il fonctionne. Il est également primordial de mener une évaluation de longue durée (plusieurs années) avec une résolution temporelle fine et adaptée évidemment à chaque grandeur physique étudiée (présence/absence, nombre d'occupants, ...). La prise en compte de l'utilisation effective des équipements installés (chauffage, climatisation, ventilation, air conditionné, éclairage artificiel, état des ouvrants ...) n'est pas à négliger. Le système de mesure doit donc être non-intrusif afin de ne pas perturber le comportement des occupants ni le fonctionnement des procédés de contrôle et de régulation du bâtiment.

L'application visée à terme par les travaux de cette thèse peut se découper en différentes phases illustrées par le synoptique de la figure 2.

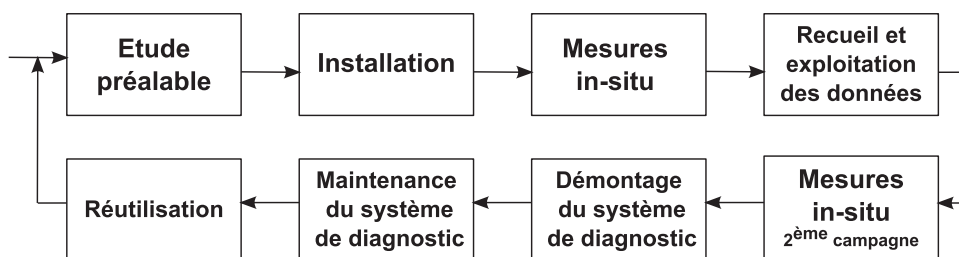


Figure 2 : Les différentes étapes de l'application visée.

Etude préalable : A partir de la demande d'un client (gestionnaire de parc, exploitant de bâtiment, propriétaire ...), un ensemble de performances à évaluer est identifié : éclairage, acoustique, thermique, qualité de l'air, ... Ensuite, une étude préalable du bâtiment est nécessaire en prenant par exemple en considération l'architecture du bâtiment (plans) et en effectuant une liste des équipements et de l'affectation des locaux sans oublier d'examiner les résultats d'audits, DPE¹ et expertises déjà effectués. Cette étude préalable

1. Diagnostic Performances Energétiques

devra aboutir à un échantillonnage du bâtiment en quelques zones représentatives pour limiter l'instrumentation.

Installation : Cette phase devra comprendre l'installation et le paramétrage des réseaux de capteurs locaux dans chaque zone de test, mais également l'installation éventuelle d'une station de mesures extérieure (météo, qualité de l'air, bruit, ...). Dans un avenir proche, l'interfaçage éventuel avec des compteurs électriques "intelligents" est même envisageable. Une fois ce premier niveau d'installation effectué, il sera nécessaire de finaliser l'installation avec le paramétrage du système central et du concentrateur de données.

Mesures in-situ : Dans cette troisième phase, le réseau de capteurs fonctionnera de manière autonome. Cette phase comprendra donc la réception des messages de supervision (détection de défauts, anomalies, ...), la réception et le stockage des données mesurées, le traitement des données en temps réel et enfin arbitrairement l'établissement des bilans énergétiques sur la période considérée.

Exploitation des données : Cette phase comprendra une analyse des bilans et devra permettre une identification des dysfonctionnements survenus (panne des mécanismes de régulation, ...) et de la conformité avec les normes et les réglementations en vigueur dans le bâtiment. Cette analyse devra aboutir à une identification de mesures d'optimisation du bâtiment (modification de l'enveloppe ou des équipements, plan de maintenance, optimisation des automatismes ...) et permettre la mise en oeuvre des mesures correctrices.

Mesures in-situ : Une nouvelle phase de mesures in-situ pourra éventuellement permettre d'établir des bilans afin de valider les progrès constatés et chiffrer les gains réalisés.

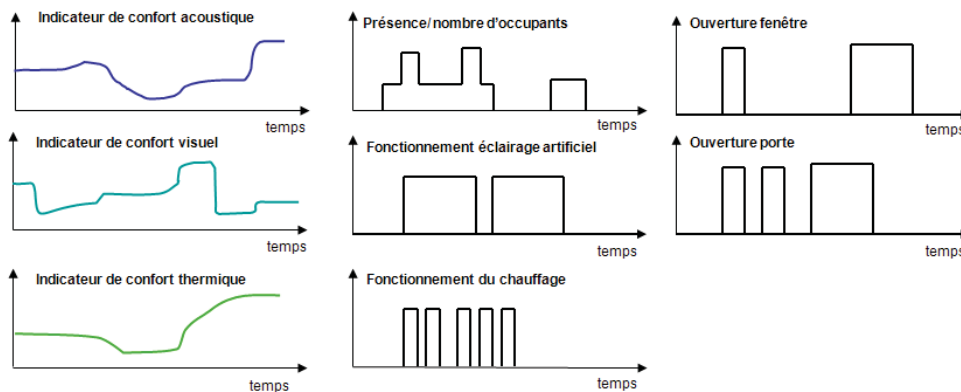


Figure 3 : Exemples d'indicateurs pouvant caractériser des performances d'un bâtiment.

Finalement, l'évaluation du bâtiment devra permettre l'exploitation d'un grand nombre d'informations. Des bilans annuels, statistiques, voire à la demande, pourront être réalisés à partir des indicateurs relevés sur la figure 3 et il sera alors possible de connaître par exemple :

- Le niveau de bruit moyen avec fenêtre fermée et ventilation en fonctionnement.
- Les variations journalières de température en été.
- Le nombre d'heures d'utilisation de l'éclairage électrique.
- Le bilan annuel d'éclairage naturel.

- La corrélation entre le fonctionnement du chauffage et la qualité de l'air.

Pour répondre à la problématique industrielle posée, il est nécessaire d'envisager le déploiement de plusieurs capteurs capables de remonter à un serveur de données les différentes informations acquises. Pour valider le respect des normes environnementales, les mesures à effectuer portent essentiellement sur les dix premières années du bâtiment. Dès lors, ce réseau de capteurs éphémère face à la durée de vie du bâtiment, doit générer un coût d'infrastructure minimum. La solution naturelle à cette question repose donc sur la mise en oeuvre d'un réseau de capteurs sans fil et autonomes en énergie.

Cependant, la principale problématique rencontrée par ce type de réseau, à savoir la consommation énergétique, ajoutée à celle de l'application visée qui exige une durée de vie de plusieurs années, impose une grande efficacité énergétique des transmissions sans fil. Dans la littérature scientifique, les avancées récentes sur l'efficacité énergétique des réseaux de capteurs sont essentiellement organisées autour de l'optimisation des couches basses du modèle OSI.

De nombreuses études montrent en effet, que la mise en place d'un système multi-sauts lié à une stratégie de routage optimisée permet à la fois de réduire la puissance d'émission et d'allonger les portées de transmission. En contre partie, les noeuds du réseau doivent être plus souvent à l'écoute des autres pour recevoir les paquets à retransmettre et le surcoût énergétique lié au traitement du routage peut dans certains cas compromettre les avantages énergétiques acquis.

Au niveau de la sous-couche MAC, la conception d'un protocole adapté aux besoins applicatifs permet de réguler l'accès au canal afin de limiter le risque de collision et l'énergie dépensée par le phénomène d'écoute passive, mais également de mettre en place des mécanismes de mise en veille afin d'éteindre les capteurs entre deux mesures.

Toutefois, l'efficacité énergétique d'un réseau de capteurs est avant tout conditionnée par les performances de la couche physique. Les travaux récents sur cette couche reposent essentiellement sur la recherche du meilleur compromis entre la qualité des transmissions et leur efficacité énergétique. Néanmoins, les contraintes sévères (consommation, capacité de calcul, ressources mémoire ...) associés aux réseaux de capteurs ne permettent pas de mettre en oeuvre les techniques de traitement du signal (modulations M-aire, MIMO, OFDM), habituellement utilisées par les réseaux dits "traditionnels" comme les réseaux ad'hoc, pour améliorer la qualité des transmissions. C'est pourquoi, dans la plupart des cas, les stratégies proposées sont basées sur l'amélioration du TEB (Taux d'Erreur Binaire) via des mécanismes de contrôle de la puissance de transmission ou des techniques MIMO coopératives.

Par ailleurs, en raison de l'interdépendance des différents paramètres qui affectent la consommation, une approche de type "*cross-layer*" semble nécessaire pour optimiser la consommation globale. L'idée générale étant qu'avec cette approche, l'optimisation globale du système de communication est supérieure à celle obtenue en optimisant chaque couche séparément. Son principe consiste donc à prendre en compte les performances conjointes des couches basses du modèle OSI pour ensuite définir une stratégie d'optimisation commune.

Enfin, dans la plupart des études, les modèles de propagation utilisés pour évaluer ces optimisations ne sont généralement pas réalistes et ne tiennent pas compte des variations temporelles causées par le déplacement d'êtres humains dans l'environnement de propagation. De plus, l'évaluation des propositions est généralement basée sur un critère de TEB seul,

alors que la longueur du message à transmettre ou recevoir va conditionner le nombre de retransmission.

Dans le cadre de cette thèse, nous proposons d'améliorer l'efficacité énergétique des transmissions sans fil en consacrant nos efforts sur l'optimisation séparée puis conjointe des couches physique et MAC. Dans cet objectif, cinq chapitres composent ce mémoire de thèse.

Dans le premier chapitre, un état de l'art sur les réseaux de capteurs sans fil est réalisé afin d'identifier et d'analyser l'influence des différentes couches du modèle OSI sur la consommation d'énergie. Plus précisément, une description de l'architecture matérielle, suivie de l'analyse des performances énergétiques des différents éléments constitutifs de la couche physique, est présentée. Ensuite, nous montrons l'importance de l'efficacité énergétique de la sous-couche MAC, à travers la définition des critères de performances des mécanismes d'accès au canal et des conditions d'efficacité des mécanismes de mise en veille. Enfin, après avoir expliqué l'importance d'entreprendre une démarche de type "*cross-layer*" pour améliorer la consommation, nous exprimons, dans la dernière partie de ce chapitre, les hypothèses associées à ce travail de thèse et positionnons nos efforts de recherche.

Le deuxième chapitre est entièrement consacré à la modélisation du canal de propagation *indoor* et plus particulièrement à la modélisation des variations temporelles causées par le déplacement des personnes. Après un état de l'art sur les modèles de canaux existants, nous décrivons dans un premier temps la campagne de mesures réalisée pendant la thèse, puis nous détaillons la méthode d'identification statistique appliquée sur les données expérimentales pour modéliser l'effet des personnes sur le comportement du canal. Finalement, la modélisation proposée permet de qualifier l'impact du nombre de personnes sur la qualité de transmission à travers un critère de TEB moyen.

Le troisième chapitre est quant à lui dédié à l'optimisation de la couche physique. Après avoir introduit quelques modèles de consommation existants, une analyse paramétrique du modèle retenu permet de proposer une stratégie d'adaptation de la puissance d'émission en fonction des conditions de transmission et de la longueur du message à transmettre.

L'objet du quatrième chapitre est consacré à l'étude de la sous-couche MAC. Après un état de l'art sur les différentes catégories de protocoles MAC issues des différentes communautés scientifiques, une évaluation énergétique "*cross-layer*", réalisée sur trois protocoles différents, permet de proposer, dans la dernière partie du chapitre, un protocole MAC adapté à l'application visée et efficace énergétiquement.

Une validation expérimentale à travers la réalisation d'un démonstrateur est décrite dans le cinquième et dernier chapitre. Après avoir décrit l'architecture matérielle utilisée, les mesures expérimentales réalisées permettent de valider les propos théoriques développés pendant la thèse et ensuite d'introduire des perspectives d'optimisation.

Enfin, la conclusion générale récapitulera les résultats obtenus et permettra d'introduire les perspectives de ce travail de thèse.

Etat de l'art des réseaux de capteurs sans fil

Sommaire

1.1	Introduction	8
1.2	Les réseaux de capteurs sans fil	8
1.2.1	Généralités	8
1.2.2	Modèle OSI	10
1.2.3	QoS et efficacité énergétique	11
1.3	Architecture matérielle d'un capteur sans fil	12
1.3.1	Alimentation	13
1.3.2	Contrôleur et mémoire	15
1.3.3	Chaîne RF	16
1.3.4	Conclusion	17
1.4	La couche physique	17
1.4.1	Le canal de transmission	18
1.4.2	Les modulations numériques	23
1.4.3	Le codage canal	30
1.5	La couche liaison	32
1.5.1	Rôle de la sous-couche MAC	32
1.5.2	Critères de performances des mécanismes d'accès au canal	33
1.5.3	Condition d'efficacité des stratégies de mise en veille	34
1.6	La couche réseau	35
1.7	Approche "cross-layer"	36
1.8	Positionnement de la thèse	38

1.1 Introduction

L'objet de ce premier chapitre est de réaliser un état de l'art général sur les réseaux de capteurs sans fil en axant particulièrement notre réflexion sur l'impact des différentes couches du modèle OSI sur la consommation énergétique globale de ce type de réseau. De cette manière, nous essayons d'identifier l'influence des éléments de chaque couche afin de proposer dans la suite du manuscrit des stratégies d'optimisation énergétique.

Dans cet objectif, nous présenterons dans un premier temps les caractéristiques principales d'un réseau de capteurs sans fil. Puis, nous introduirons la problématique de la consommation énergétique. Ensuite, après avoir présenté l'architecture matérielle d'un capteur sans fil, nous étudierons l'impact des différents éléments d'une chaîne de transmission numérique sur la consommation d'énergie de la couche physique. Nous montrerons ensuite que la sous-couche MAC¹ possède également un rôle important sur la consommation globale du réseau. Elle sera d'ailleurs traitée plus précisément dans le quatrième chapitre. Enfin, dans la dernière partie, nous présenterons la stratégie retenue dans cette thèse et nous positionnerons notre travail par rapport à l'existant.

1.2 Les réseaux de capteurs sans fil

1.2.1 Généralités

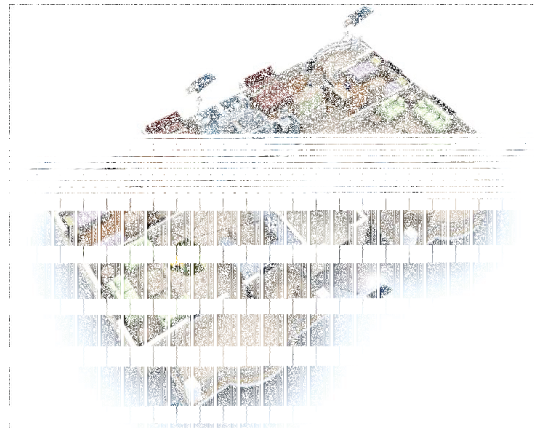


Figure 1.1 : Réseau de capteurs sans fil.

Les nouveaux systèmes d'acquisition basés sur des réseaux de capteurs sans fil (figure 1.1), sont le fruit du développement conjoint des technologies sans fil de ces dernières années et de la miniaturisation des architectures électroniques. Avant cette évolution, l'acheminement des informations relevées par un capteur était réalisé via un support de transmission filaire, encombrant et coûteux, et son installation devait justifier de perspectives de profits économiques importants. A présent, chaque capteur également appelé "noeud" est doté d'un circuit radio lui permettant de transmettre et de recevoir des informations via un médium sans fil.

1. MAC : Medium Access Control

Par conséquent, les possibilités en termes d'application sont très vastes. Elles s'étendent du domaine médical au domaine militaire, en passant par celui du bâtiment et du contrôle industriel. Néanmoins, il est impossible à l'heure actuelle de concevoir un réseau de capteurs générique qui soit capable de répondre à toutes les exigences de toutes les applications de manière efficace. En effet, les contraintes de conception (alimentation électrique, niveau de précision, coût unitaire par noeud, dimensions d'un noeud ...) sont la plupart du temps fonction de l'application visée. Pour cette raison, les solutions envisagées pour répondre aux exigences de l'application sont conditionnées par ces contraintes. Elles peuvent donc être plus ou moins efficaces selon l'application. En d'autres termes, l'application ou le type d'application reste donc l'élément le plus influent pour la conception des protocoles du réseau.

Toutefois, certaines exigences demandées à un réseau de capteurs sont communes à plusieurs applications [2, 3, 4, 5, 6] :

Durée de vie importante : C'est la caractéristique fondamentale d'un réseau de capteurs.

Elle dépend bien entendu du type d'application et donc de la durée et de l'échantillonnage des mesures. Les contraintes liées au changement (ou rechargement) des batteries peuvent être pénibles selon le déploiement des noeuds, et le coût de maintenance associé conséquent. Il est donc essentiel d'avoir une durée de vie du réseau la plus longue possible.

Echelle du réseau : La plupart des réseaux de capteurs sont composés de quelques dizaines de noeuds, mais certaines applications peuvent exiger l'utilisation de réseaux de capteurs composés de centaines ou de milliers de noeuds. La zone que doit couvrir le réseau est également déterminante dans son dimensionnement.

Faible coût : Les réseaux de capteurs peuvent contenir un nombre important de noeuds. Il est donc nécessaire d'avoir un coût unitaire par noeud le plus faible possible sous peine d'obtenir un coût global du réseau trop élevé.

Scalabilité : Dans le cas d'un noeud corrompu ou endommagé (pour une raison énergétique ou autre), le réseau doit être capable de prendre en considération cette modification tout en assurant une qualité de service égale. La redondance des capteurs peut être un moyen d'assurer cette fonction. La notion de scalabilité est alors utilisée pour dire que l'architecture et les protocoles de communications du réseau doivent s'adapter et prendre en compte l'entrée ou la perte de noeuds dans le réseau.

Les exigences énumérées ci-dessus conduisent à ce qu'un réseau de capteurs présente les caractéristiques suivantes :

Faible consommation : Une durée de vie la plus longue possible traduit l'exigence la plus importante de la plupart des applications. Par conséquent, pour atteindre cette autonomie, il est crucial de minimiser la consommation moyenne des capteurs. Une des alternatives explorées aujourd'hui par les chercheurs consiste à extraire l'énergie de l'environnement (lumière intérieure ou extérieure, vibrations mécaniques, bruit acoustique [7, 8]). Ces techniques peuvent grandement améliorer la durée de vie, mais comme la production d'énergie est très faible, une consommation d'énergie réduite des capteurs reste de la plus haute importance.

Faible complexité matérielle et logicielle : Les fonctionnalités mises en oeuvre par la partie matérielle se doivent d'être aussi simples que possible, car l'augmentation de la com-

plexité de cette dernière peut conduire à une augmentation de la consommation d'énergie. La complexité de la partie logicielle doit également être faible sous peine d'augmenter les consommations liées aux accès mémoire.

Auto-configuration : Un réseau de capteurs doit pouvoir configurer tous ses paramètres indépendamment de son environnement d'installation. Selon le nombre de noeuds, et selon leur déploiement, une configuration manuelle n'est pas du tout envisageable. Le réseau doit par exemple être capable d'identifier les positions des noeuds, ce qui lui permet d'identifier et de tolérer d'éventuelles pannes (problème de batterie) ou bien encore d'intégrer de nouveaux noeuds.

A travers toutes ces caractéristiques, il apparaît clairement que le principal défi rencontré dans la conception d'un réseau de capteurs sans fil concerne l'autonomie et la durée de vie du réseau. Pour répondre à cette problématique, il est important d'implémenter des mécanismes visant à minimiser la consommation énergétique, en particulier en adaptant les protocoles de communication radio à l'application. De plus, la durée entre deux mesures d'un capteur peut être importante (de l'ordre de la minute). L'utilisation de mécanismes de mise en veille est donc primordiale pour éteindre un capteur entre deux mesures. Enfin, il est important que tous les efforts de réduction de la consommation énergétique maintiennent un niveau de qualité de service acceptable pour les communications radio, en particulier vis-à-vis des diverses sources d'interférences possibles (continues, intermittentes, à bande étroite ou large ...). L'efficacité énergétique d'un réseau dépend alors de plusieurs paramètres situés à plusieurs niveaux dans l'architecture du réseau. Dans cet objectif, nous décrivons dans le paragraphe suivant le modèle OSI² qui permet de décomposer le processus de communication d'un réseau par une structuration en couches.

1.2.2 Modèle OSI

Pour faciliter l'interconnexion des systèmes issus de différents constructeurs, l'organisme ISO³ [9] propose un découpage fonctionnel de l'ensemble du processus communicant d'un réseau. Ce découpage fonctionnel est décrit dans le modèle OSI avec une structuration en 7 couches. Le synoptique du modèle est représenté sur la figure 1.2.

Dans cette modélisation, une couche correspond à un ensemble de fonctions ou de processus cohérents entre eux et assure une fonction précise globale. Deux couches adjacentes sont généralement indépendantes dans leurs fonctions mais les échanges d'informations s'effectuent au niveau des interfaces. Les protocoles correspondent à l'implémentation donnée d'une couche. Enfin, l'ensemble des couches et protocoles forment l'architecture du réseau. Plus précisément les couches basses (physique, liaison, réseau) du modèle sont nécessaires à l'acheminement des informations entre les extrémités concernées et dépendent du support physique. Les couches hautes (session, présentation, application) sont responsables du traitement de l'information relatif à la gestion des échanges entre les systèmes informatiques. La couche transport et les couches hautes n'interviennent qu'entre hôtes distants.

Pour les réseaux de capteurs, le modèle OSI apparaît en réalité trop complet voire trop complexe. En effet, très peu d'applications ont besoin d'un découpage en 7 couches, et en réalité pour les réseaux de capteurs, 4 couches sont suffisantes [6] pour modéliser le découpage

2. Open Systems Interconnection

3. International Standards Organisation

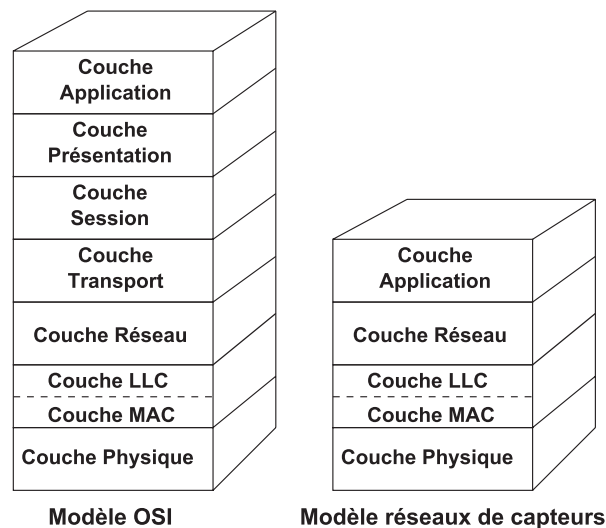


Figure 1.2 : Modèle OSI et modèle réduit à 4 couches.

fonctionnel (figure 1.2). Dans cette nouvelle modélisation, la couche application sert de point de contact entre l'utilisateur et le réseau et doit entre autre apporter à l'utilisateur les services de base offerts par le réseau. Typiquement, dans les applications des réseaux de capteurs, les services sont principalement réduits à l'affichage et la visualisation des résultats, ou des requêtes de mesures/contrôle/commande. La couche réseau, quant à elle, met en oeuvre les protocoles de routage en utilisant comme unité d'information le paquet. Elle permet de définir les moyens et mécanismes d'acheminement des informations par le routage des paquets dans le réseau. La couche liaison de données est en pratique décomposée en deux sous-couches : la sous-couche MAC et la sous-couche LLC⁴, et l'unité d'information est formatée en trames. L'objectif de cette couche est donc double. La tâche fondamentale de la sous-couche MAC consiste à permettre un accès équitable aux différentes entités communicantes en régulant l'accès des différents noeuds du réseau au support de transmission. De plus, elle gère les retransmissions et les acquittements si nécessaire. La sous-couche LLC a pour fonction de détecter et corriger les erreurs issues de la couche physique. Enfin, la couche physique utilise comme unité d'information le bit et doit permettre, à travers des techniques de traitement du signal, d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation radioélectrique.

1.2.3 QoS et efficacité énergétique

Dans les réseaux informatiques "traditionnels", la Qualité de Service (QoS) traduit la capacité du système de communication à garantir les performances exigées par l'application (débit, délai de transmission des paquets de bout en bout, taux de perte de paquets). Les garanties offertes en termes de QoS sont donc dépendantes de l'application visée en raison des différentes exigences et des caractéristiques spécifiques de chaque type de trafic de données. Par exemple, s'il s'agit de la diffusion en continu de contenus multimédias (qui nécessitent un transport sur des intervalles de temps plus longs [10]), la QoS est garantie par la bande

4. Logical Link Control

passante, le retard moyen des paquets et la gigue de retard. Au contraire, dans des applications de contrôle/commande, les exigences en termes de QoS concernent la précision, la fiabilité et le retard maximum pour la transmission/réception d'un paquet [11].

Par opposition au paradigme de bout-en-bout rencontré dans les réseaux traditionnels, le paradigme d'évènement-à-observateur est plutôt utilisé dans les réseaux de capteurs [12]. De ce fait, les métriques utilisées pour garantir de la QoS, comme la latence, le taux de perte de paquets, la bande passante et le débit d'informations, sont exploitées d'un point de vue collectif. En d'autres termes, ce n'est pas la QoS d'un noeud particulier qui est pertinente, mais, du fait de la redondance des capteurs, plutôt la QoS de l'ensemble des noeuds assignés à la même tâche.

Dans la littérature, on distingue principalement deux approches différentes pour le support de la QoS dans les réseaux de capteurs. La première approche est liée à la couche MAC qui exploite ses mécanismes de contrôle d'accès, de réservation de canal et d'ordonnancement des transmissions de données pour fournir la QoS désirée [13]. La seconde approche exploite la variabilité temporelle du canal au niveau de la couche physique pour améliorer la QoS. Par exemple, l'approche retenue dans [14] permet de faire une allocation des ressources énergétiques pour garantir un temps borné selon les conditions de transmission. Alors que dans [15], la modulation est ajustée pour augmenter le débit de façon à déterminer, selon les contraintes de QoS, le meilleur compromis délai/énergie consommée.

Alors que la plupart des travaux de recherche sur les réseaux de capteurs sont axés sur l'efficacité énergétique, il paraît donc essentiel de trouver le bon compromis entre QoS et efficacité énergétique sous peine de réduire la fiabilité des transmissions et donc en réalité diminuer l'efficacité énergétique par l'augmentation des retransmissions de paquets.

1.3 Architecture matérielle d'un capteur sans fil

Un capteur sans fil permet de mesurer des grandeurs physiques ou des paramètres d'usage (détection) afin d'évaluer ou contrôler l'environnement, mais également de communiquer avec d'autres entités via un médium radio. L'architecture matérielle d'un noeud est alors constituée de plusieurs blocs fonctionnels qui sont représentés sur la figure 1.3.

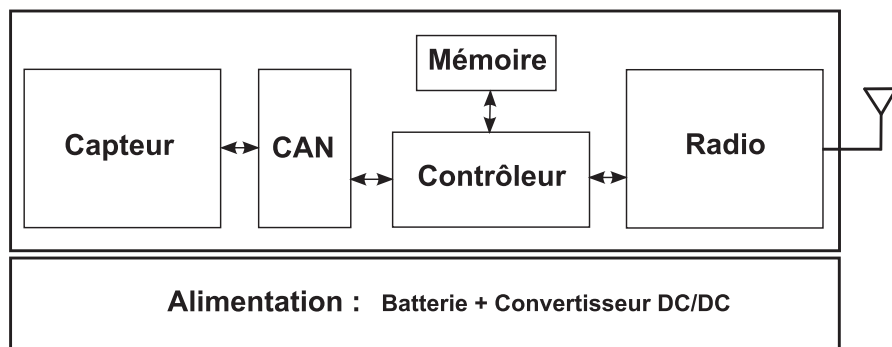


Figure 1.3 : Architecture matérielle typique d'un capteur sans fil.

La base de cette architecture repose sur une alimentation autonome permettant d'assurer le fonctionnement des différents blocs. Ensuite, le convertisseur analogique numérique (CAN)

permet de convertir les données analogiques mesurées par le capteur en données numériques afin qu'elles soient exploitables par la partie logicielle du noeud. Cette partie logicielle est constituée d'un contrôleur et d'une partie mémoire pour le stockage. Enfin, l'interface radio permet de communiquer les informations acquises par le capteur à un autre capteur ou une station de base. Intéressons nous maintenant de façon plus précise à chacune de ces parties.

1.3.1 Alimentation

L'alimentation des capteurs est généralement assurée par une batterie. Elle doit présenter une grande capacité avec un poids minimum et une taille réduite. Sa capacité en charge doit résister à différents usages car un noeud peut consommer différents niveaux de puissance et avoir besoin d'un courant différent selon son mode de fonctionnement. Son auto-décharge doit bien entendu être la plus lente possible pour espérer une durée de vie la plus longue possible. En complément, des systèmes de récupération d'énergie peuvent être utilisés pour prolonger l'état de charge de la batterie [7, 8]. Ces systèmes sont généralement basés sur des cellules photovoltaïques, des systèmes de variations de pression ou encore sur des gradients de température.

La conversion continu-continu (DC-DC) fait également partie du bloc d'alimentation. Les batteries seules ne sont pas suffisantes pour alimenter un capteur puisque la tension d'alimentation provenant de la batterie peut diminuer selon sa charge. Par conséquent, moins de puissance est délivrée aux circuits internes ce qui peut avoir des conséquences immédiates sur la fréquence d'oscillation et la puissance de transmission radio. Un convertisseur DC-DC est donc couramment utilisé pour résoudre ce problème en régulant la tension d'alimentation provenant de la batterie [16, 17]. Il permet ainsi de fournir une tension constante aux circuits électriques d'un capteur.

Dans la littérature scientifique, il existe de nombreux modèles de batterie [18, 19, 20, 21] qui permettent de prendre en compte le comportement de cette dernière dans l'estimation de la durée de vie d'un système portable. Ils dépendent du type de batterie (Alcaline, Lithium-ion, Ni-Cd, Ni-Mh ...) et du degré de précision de la modélisation des phénomènes physiques liés à sa technologie. En effet, la durée de charge d'une batterie ou d'une pile dépend de ses propriétés intrinsèques comme la capacité, la température, la résistance de fuite, la tension de rupture, mais également de son mode d'utilisation : décharge à courant constant ou intermittent, amplitude du courant de décharge. L'étude expérimentale menée dans [22] effectuée sur des échantillons de piles et de batteries de différentes technologies révèle que la durée de décharge d'un élément peut varier jusqu'à 30% entre un mode de décharge continu et intermittent. Ces différences sont essentiellement justifiées par les caractéristiques de non linéarité des batteries. Autre phénomène : l'effet de relaxation implique une récupération partielle de l'énergie. L'étude théorique menée dans [23] indique que l'effet de relaxation lors d'une décharge discontinue apporte une amélioration de la durée de vie d'une batterie.

Toutefois, la caractéristique essentielle à prendre en compte concerne l'auto-décharge de la batterie. Les piles alcalines présentent une auto-décharge par an de quelques pourcents de leur capacité totale, alors que les batteries au lithium perdent environ 1% ou moins [24]. Par exemple, une pile alcaline de chez Duracell perd 5% de sa capacité la première année et 2% au cours des années suivantes [25]. En revanche, une batterie du même constructeur au lithium/manganèse perd 3% de sa capacité après 5 ans, donnant une auto-décharge de 0,6% par an [26]. Bien que les batteries au lithium/manganèse possèdent de meilleures performances

(tension stable et courant de fuite plus faible), nous considérons dans cette thèse l'utilisation de piles alcalines en raison de leur faible prix et de leur plus simple modélisation mathématique.

Le modèle utilisé dans la suite du manuscrit est décrit dans ce paragraphe. Il permet d'estimer la durée de vie d'un capteur en prenant en compte le phénomène d'auto-décharge, mais pas des éléments suivants :

- La résistance interne de la batterie est supposée constante durant la décharge et ne varie pas avec l'amplitude du courant.
- L'effet causé par la température n'est pas pris en compte.
- L'effet Peukert n'est pas pris en compte [27], autrement dit la capacité de la batterie n'évolue pas avec l'amplitude du courant.

Le modèle considéré a été développé dans [28]. Il s'agit d'un modèle simple qui permet de prendre en compte l'effet d'auto-décharge en considérant une perte de puissance égale à 10% de l'énergie totale E pour une année. Soit $P_{fuite} = (0.1 \cdot E)/(24 \cdot 365)$. L'instant T_{vide} où la batterie est considérée épuisée est alors donné par l'équation suivante :

$$T_{vide} = \frac{E}{P + P_{fuite}} = \frac{E}{24 \cdot 365 \cdot P + 0.1 \cdot E} \text{ [en années]} \quad (1.1)$$

P représente la puissance moyenne consommée ($P = U \cdot I_{moy}$ avec $U = 3V$ la tension d'alimentation et I_{moy} le courant moyen consommé), E correspond à l'énergie totale de la batterie en Wh . On considérera dans la suite de notre étude $E = 2.1 Wh$ [29].

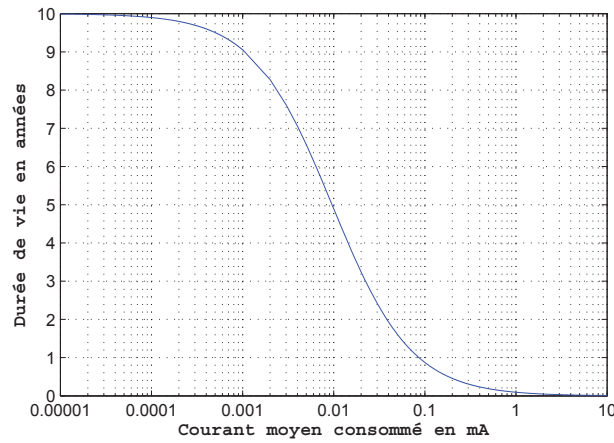


Figure 1.4 : Durée de vie en fonction du courant moyen consommé.

La figure 1.4 permet d'illustrer la durée de vie obtenue avec ce modèle de batterie en fonction du courant moyen consommé par un capteur. On note alors que malgré les efforts de réduction de la consommation moyenne, le courant de fuite de la batterie (effet d'auto-décharge) impose une durée de vie maximum de 10 ans.

1.3.2 Contrôleur et mémoire

1.3.2.1 Contrôleur

Le contrôleur d'un capteur sans fil se situe au coeur de l'architecture matérielle. Il gère les parties acquisition (capteurs) et radio, et permet ainsi la mise en oeuvre des protocoles de communication. Il collecte les données provenant du capteur, les traite et décide quand et à qui les transmettre. Il traite également les données reçues par les autres noeuds et met en oeuvre les algorithmes de la couche MAC. Cette fonction est la plupart du temps réalisée avec des microcontrôleurs qui présentent une faible consommation, une bonne flexibilité et la capacité à fonctionner dans des modes de consommation réduit.

1.3.2.2 Consommation des microcontrôleurs

Les principales sources de dissipation de puissance [30] dans un circuit numérique sont résumées via l'expression de la puissance moyenne consommée dans l'équation 1.2.

$$P_{moy} = P_{dyn} + P_{stat} + P_{cc} + P_{fuite} \quad (1.2)$$

où P_{moy} est la puissance moyenne dissipée par le circuit, P_{dyn} la puissance dynamique causée par la charge et la décharge de la capacité du circuit CMOS, et P_{stat} la puissance statique. Enfin P_{cc} et P_{fuite} reflètent la puissance dissipée due aux courants de court-circuit et de fuite (I_{cc} et I_f).

Si on peut négliger les puissances dissipées par les courants de court-circuit et de fuite, ce n'est pas le cas de la puissance statique et de la puissance dynamique. Les travaux menés dans [31] mettent en évidence que les évolutions technologiques des circuits numériques impliquent une importance de plus en plus prédominante de l'énergie statique dans la consommation énergétique globale. Qui plus est, dans le cas d'un réseau de capteurs, le taux d'activité est très faible, la puissance statique P_{stat} tient donc une part non négligeable dans la consommation énergétique globale. L'efficacité des stratégies de mise en veille est également conditionnée par le niveau de consommation en veille du microcontrôleur et donc de la puissance statique consommée :

$$P_{stat} = \beta \cdot A_{op} \cdot N_{opérateurs} \quad (1.3)$$

β correspond à un coefficient de consommation statique par unité de surface, A_{op} à la surface de l'opérateur (bascule, porte logique ...), et $N_{opérateurs}$ au nombre d'opérateurs. Les microcontrôleurs embarqués implémentent communément plusieurs modes de fonctionnement basse consommation [32]. Le principe repose donc sur l'extinction du plus grand nombre possible d'opérateurs. Par exemple, le processeur MSP 430 de chez Texas Instruments possède un mode de fonctionnement réduit (mode standby) dans lequel une seule horloge reste active pour autoriser le réveil complet du contrôleur en mode actif [33]. De cette manière, la puissance statique consommée est réduite.

En plus de la puissance statique, la puissance dynamique dissipée représente la part la plus importante dans la puissance moyenne consommée par un circuit numérique. C'est la puissance qui est consommée lorsqu'un traitement est en cours. Elle est donc fortement dépendante du traitement à exécuter et peut s'exprimer selon l'équation suivante :

$$P_{dyn} = a \cdot C \cdot V_{dd}^2 \cdot f_a \quad (1.4)$$

Dans cette équation, a représente le facteur d'activité du circuit et correspond au nombre moyen de transitions $0 \rightarrow 1$ pendant une période d'horloge, V_{dd} correspond à la tension d'alimentation, f_a à la fréquence de fonctionnement et enfin C à la capacité physique du circuit.

L'équation 1.4 fait apparaître plusieurs façons de réduire la consommation d'un système. Tout d'abord, l'intervention quadratique de la tension d'alimentation permet d'envisager un gain important d'optimisation par sa réduction. Cependant, il est nécessaire de limiter cette réduction avec $V_{dd} > 2.V_t$, avec V_t la tension de seuil, pour éviter une augmentation exponentielle du temps de propagation et donc un effet néfaste sur la fréquence de fonctionnement f_a [34]. On trouvera dans la littérature des techniques d'adaptation aussi appelées techniques DVS (Dynamic Voltage Scaling). Ces techniques sophistiquées reposent sur une méthode de couplage entre fonctionnalité et adaptation de puissance, en adaptant la vitesse de fonctionnement avec un contrôleur d'opération. L'idée est de choisir la vitesse optimale pour une tâche à accomplir [35]. La réduction de la capacité physique doit mettre en oeuvre des techniques principalement au niveau physique de la conception (taille des transistors, placement / routage). Une autre méthode consiste à améliorer la fréquence d'horloge en mettant en oeuvre des techniques d'optimisations du chemin critique logique [36], ou bien des méthodes (parallélisme, pipeline, ...) aux niveaux algorithmique et architectural [37, 38, 39]. Enfin, la dernière méthode pour réduire la consommation liée à la puissance dynamique consiste à réduire l'activité de commutation du circuit a . On cherchera donc principalement à diminuer le nombre d'opérations logiques en réduisant les traitements nécessaires.

1.3.2.3 Mémoire

Plusieurs types de mémoires sont nécessaires au fonctionnement d'un noeud. Une mémoire de type RAM (Random Access Memory) est nécessaire pour stocker les données temporaires acquises par le capteur, mais également les paquets issus des autres noeuds. Malgré sa rapidité, ce type de mémoire possède l'inconvénient de perdre son contenu si l'alimentation est interrompue. Une mémoire de type ROM (Read Only Memory) est nécessaire pour stocker le code des programmes. La mémoire FLASH peut également servir pour stocker temporairement les données provenant de la RAM en cas d'espace insuffisant de cette dernière ou en cas de coupure d'alimentation. Malgré leur grand intérêt, les mémoires FLASH, du fait de leurs temps d'accès en écriture ou en lecture, sont des sources de consommation électrique assez importantes [40]. Le bon dimensionnement des tailles mémoire, et spécialement de la RAM, est essentiel pour ne pas engendrer des coûts et des consommations trop importants. Ce dimensionnement reste cependant difficile à faire et dépend directement de l'application.

1.3.3 Chaîne RF

Il s'agit du bloc de communication sans fil. Il permet de transmettre les données acquises par le capteur aux autres entités communicantes. Ses performances sont conditionnées par la couche physique implémentée. Elles dépendent donc de la bande de fréquence utilisée, du niveau de puissance d'émission, de la portée de transmission, du type de modulation, de la présence ou non de codes correcteurs d'erreurs, et enfin du niveau de consommation. En réception, le seuil de sensibilité de l'architecture électronique spécifie la puissance minimum nécessaire à un récepteur pour différencier à son entrée un signal du bruit ambiant. Avec une

bonne sensibilité du récepteur, il est possible d'augmenter les portées de transmission ou bien encore d'améliorer la qualité des transmissions. La portée de transmission est quant à elle dépendante de la puissance maximale de transmission, des caractéristiques de l'antenne et de l'atténuation causée par l'environnement. La partie antenne n'est pas traitée en détails dans ce manuscrit. Cependant, on considérera des antennes de faible dimension et les plus omnidirectionnelles possibles de façon à garantir un bilan de liaison correct quel que soit la direction de transmission.

En pratique, la conception du bloc de communication radio est réalisée suivant trois types d'architecture électronique : superhétérodyne, homodyne ou faible-FI⁵ (low-IF). Pour les réseaux de capteurs, c'est essentiellement la troisième architecture qui est adoptée car elle présente des caractéristiques intéressantes en matière d'intégration et de consommation. Elle permet, par rapport à l'architecture superhétérodyne, de réduire le nombre d'étages intermédiaires, et, par rapport à l'architecture homodyne, d'éliminer la composante continue indésirable car le signal n'est plus centré autour d'une fréquence nulle. Néanmoins, avec cette architecture, le problème de la fréquence image n'est pas entièrement résolu.

1.3.4 Conclusion

La partie matérielle qui consomme le plus est le bloc de communication radio. Ses performances dépendent du débit, de la bande de fréquence, de la modulation et de la puissance d'émission. Plus précisément, on sait que plus la puissance d'émission est élevée, plus un émetteur radio consomme, cette consommation étant due à celle de l'amplificateur de puissance. Cependant, en moyenne, une radio consomme environ 20 mA sous 3V, soit 60 mW. Comparativement à un microcontrôleur, une radio consomme donc entre 3 à 4 fois plus [41]. Cependant, un microcontrôleur est plus lent pour traiter les données (décodage, mise en oeuvre des protocoles réseaux) que la radio pour recevoir une trame. On estime donc le rapport de consommation de la radio à environ 2 fois celle d'un microcontrôleur. Bien que la partie radio soit la plus gourmande en énergie, il est donc important d'avoir un contrôleur qui consomme le moins possible.

1.4 La couche physique

Après avoir traité l'architecture matérielle, il est nécessaire pour comprendre le fonctionnement d'un système de communication radio et améliorer sa consommation, de s'intéresser aux techniques de traitement du signal associées à la mise en oeuvre de la couche physique. Ces techniques doivent notamment permettre d'adapter le signal radio au milieu de propagation et d'améliorer la qualité des transmissions en diminuant le nombre de bits erronés en réception, à travers par exemple des schémas de modulation ou de codage canal.

Une chaîne de transmission numérique permet de transporter une information entre deux entités communicantes à travers un support physique. Elle est en général définie selon la figure 1.5. Les blocs fonctionnels qui la composent (la séquence binaire, le codage de canal, la modulation numérique et le canal de transmission) se positionnent au niveau de la couche physique. Le signal original est traité séparément par les différents blocs de la chaîne de

5. Fréquence Intermédiaire

communication afin de le restituer aussi fidèlement que possible à la destination. Les opérations effectuées au niveau de chaque bloc sont décrites dans les paragraphes suivants.

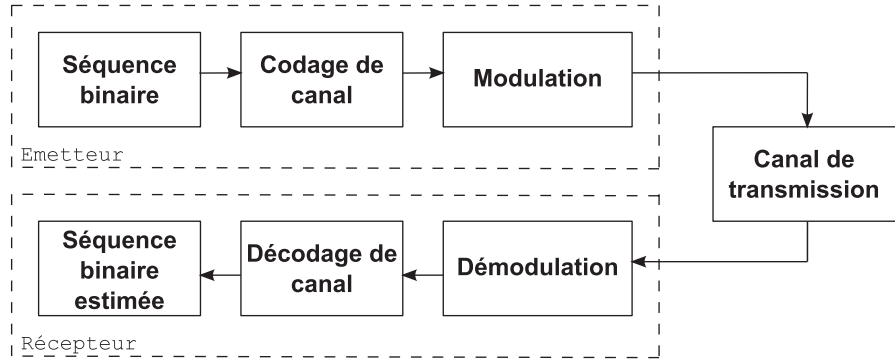


Figure 1.5 : Synoptique simplifié d'une chaîne de transmission numérique.

1.4.1 Le canal de transmission

1.4.1.1 Généralités

Le canal de propagation correspond à l'environnement traversé par les ondes électromagnétiques lors d'une transmission d'information entre un émetteur et un récepteur. Son étude est nécessaire pour la définition et le dimensionnement des systèmes de communications sans fil. Plus précisément, on distingue le canal de propagation qui ne tient compte que des différentes interactions subies par les ondes électromagnétiques dans l'environnement, du canal de transmission qui ajoute en plus les caractéristiques des antennes d'émission et de réception.

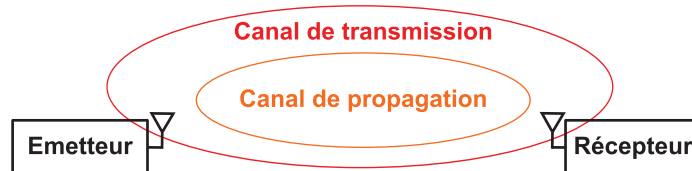


Figure 1.6 : Canal de propagation et canal de transmission.

La bande de fréquence du canal de transmission détermine les caractéristiques de propagation, comme par exemple l'atténuation en espace libre ou les propriétés électriques des matériaux rencontrés par les ondes radio. Néanmoins, son choix ne doit pas s'arrêter aux performances physiques, mais doit tenir compte des réglementations [42]. En France, on distingue 3 bandes ISM⁶ appropriées pour notre application :

- **La bande 433 MHz** : La largeur de cette bande est égale à 1,74 MHz (433,050 MHz à 434,790 MHz), mais il n'y a pas de canaux imposés. De plus, elle n'est pas harmonisée au niveau européen. Néanmoins, la PAR⁷ est limitée à 10 mW maximum. Elle permet

6. Industrielle, Scientifique et Médicale

7. Puissance Antenne Rayonnée

une longue portée mais reste néanmoins plus encombrée que la bande des 868 MHz, notamment avec l'utilisation des appareils radios amateur, des alarmes sans fil et toute la catégorie des télécommandes. Cependant, à cette fréquence, il n'y a pas d'application multimédia, donc un risque minimum de brouillage en continu.

- **La bande 868 MHz :** La largeur de cette bande est de 12 MHz (868 MHz à 870 MHz). Elle est harmonisée au niveau européen et permet une moyenne portée. Les règles à observer sont plus complexes, notamment en termes de temps d'occupation du spectre (plus de précisions sont données dans le tableau des réglementations dans l'annexe A).
- **La bande 2,4 GHz :** Elle est harmonisée au niveau mondial. Elle est cependant de courte portée mais permet de plus gros débits. Enfin, elle devient de plus en plus encombrée avec l'essor des systèmes multimédia tels que le WiFi et le Bluetooth.

Malgré la réglementation, il est difficile de quantifier l'occupation spectrale des bandes libres. Pourtant, avant la mise en place d'un système de communication sans fil, il est essentiel de prévoir cette occupation afin de définir certaines règles d'utilisation pour minimiser l'impact des interférences provenant des systèmes fonctionnant sur la même bande de fréquence. Toutefois, l'impact de ces interférences dépend de deux paramètres : leur puissance et leur durée. Une analyse temps-fréquence permet d'estimer grossièrement l'occupation spectrale d'une bande de fréquence en visualisant les puissances maximales reçues pendant un certain temps. Cette analyse reste cependant limitée puisqu'elle n'indique pas la durée de ces interférences. Une analyse temps-fréquence de la bande 433 MHz a été réalisée dans [43] en utilisant un banc de mesure particulier mettant en oeuvre des algorithmes de traitement du signal et permettant ainsi de déterminer la durée des brouilleurs ainsi que leur localisation sur le spectre. Les résultats montrent alors que plus de 95% des brouilleurs ont une durée inférieure à une seconde et sont proches de la fréquence centrale.

Au final, dans l'optique de maximiser la qualité de la transmission radio en bande ISM, il est conseillé de réaliser une étude préliminaire sur le site d'installation du système afin d'identifier les canaux perturbés qui peuvent varier d'un emplacement à l'autre, même si la plupart du temps, la fréquence centrale et les fréquences adjacentes sont à éviter.

1.4.1.2 Propagation en espace libre

Le cas idéal où il n'y a pas d'obstacles à traverser correspond à la propagation en espace libre. La puissance P_{recue} au niveau du récepteur s'exprime selon l'équation de FRIIS [44] :

$$P_{recue} = P_{TX} \cdot G_T G_R \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = P_{TX} \cdot G_T G_R \cdot \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (1.5)$$

P_{TX} correspond à la puissance de transmission, G_T et G_R sont les gains des antennes émetteur et récepteur, d la distance entre l'émetteur et le récepteur et enfin λ la longueur d'onde. Il paraît alors évident que le niveau de puissance reçue pour une transmission donnée dépend non seulement de la distance séparant l'émetteur et le récepteur mais également de la fréquence de transmission, comme illustré sur la figure 1.7.

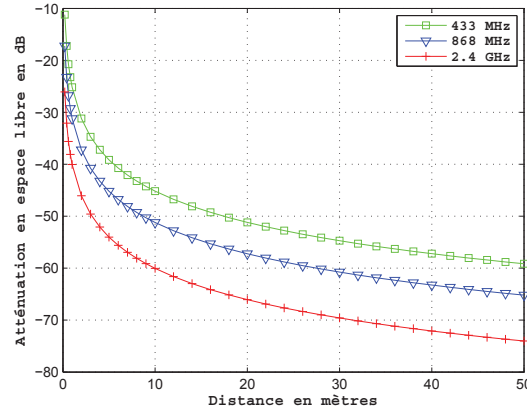


Figure 1.7 : Atténuation en espace libre en fonction de la distance et de la fréquence.

1.4.1.3 Propagation multi-trajets

Dans la plupart des cas, un récepteur n'est pas en visibilité directe de l'émetteur. Toutes les ondes qu'il reçoit proviennent donc de différents trajets issus des interactions du signal émis avec l'environnement. Le signal reçu est égal à la somme vectorielle des échos du signal émis arrivant au récepteur, chacun étant caractérisé notamment par une atténuation, un déphasage et un retard. Dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont en visibilité directe, on parle de situation LOS (Line Of Sight) et, dans le cas contraire, de situation NLOS (Non Line Of Sight). Les différents mécanismes qui permettent à l'onde de se propager sont illustrés sur la figure 1.8 :

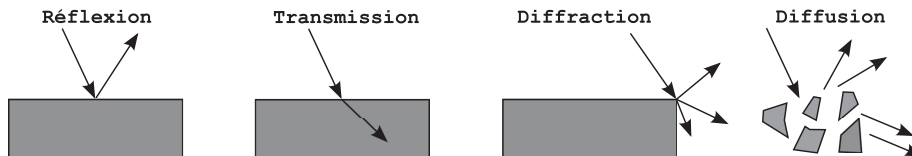


Figure 1.8 : Les interactions possibles d'une onde radio dans un environnement indoor.

Réflexion : ce phénomène se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle de grande dimension par rapport à la longueur d'onde. On distingue deux types de réflexion : la réflexion spéculaire et la réflexion diffuse. Si la surface réfléchissante est lisse, c'est-à-dire que la taille des irrégularités à la surface de l'obstacle est petite devant la longueur d'onde, on parlera de réflexion spéculaire. A l'inverse, si la surface réfléchissante est irrégulière ou rugueuse, on parlera de réflexion diffuse.

Transmission : ce phénomène permet aux ondes de traverser un obstacle. Sa contribution peut être prépondérante dans le cas de propagation indoor. Pour chaque élément traversé, l'onde subit une atténuation et un déphasage directement liés aux caractéristiques électriques (permittivité relative ϵ_r et conductivité σ) du matériau considéré, mais également à d'autres paramètres tels que l'épaisseur de la paroi traversée et l'angle d'incidence de l'onde.

Diffraction : ce phénomène apparaît lorsque l'onde rencontre l'arête d'un obstacle dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde. C'est un des facteurs de propagation les plus importants et qui permet aux ondes radioélectriques de se propager même en cas de non visibilité entre la source d'émission et la réception.

Diffusion : ce phénomène apparaît lorsqu'une onde radioélectrique rencontre une surface rugueuse. L'onde est alors réfléchiée plusieurs fois et diffusée dans plusieurs directions.

1.4.1.4 Modélisation mathématique d'un canal multi-trajets

1.4.1.4.1 Canal de propagation invariant

Le canal de propagation instantané peut être représenté par un filtre linéaire qui traduit la correspondance entre l'amplitude, la phase et le retard de propagation des différents trajets effectués par l'onde radio. La réponse impulsionnelle complexe $h(\tau)$ de ce filtre s'exprime alors par :

$$h(\tau) = \sum_{n=1}^{N_T} a_n e^{-j\theta_n} \delta(\tau - \tau_n) \quad (1.6)$$

où δ représente l'impulsion de dirac, N_T le nombre de trajets existants, a_n l'amplitude de chaque trajet, τ_n le retard de propagation lié essentiellement à la longueur de chaque trajet, et enfin une phase θ_n liée à la fréquence, à la longueur du trajet et aux interactions électromagnétiques.

1.4.1.4.2 Variations du canal de propagation

Comme nous l'avons vu précédemment, la propagation des ondes obéit à une multitude de phénomènes qui dépendent essentiellement de l'environnement de propagation, de la fréquence utilisée, de la nature des obstacles rencontrés et du déplacement de l'émetteur et/ou du récepteur. Ces phénomènes entraînent une variation du canal de propagation qu'il est souvent important de modéliser pour en considérer les impacts sur le signal reçu.

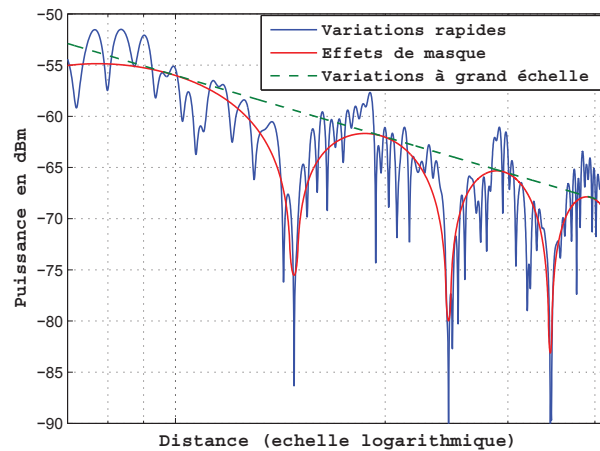


Figure 1.9 : Illustration des variations de la puissance reçue en fonction de la distance.

A travers la figure 1.9, on distingue alors trois échelles de variation du signal :

Les variations à grande échelle (path loss) représentent l'affaiblissement lié à la distance séparant l'émetteur et le récepteur.

L'effet de masquage (shadowing) représente les variations lentes du signal dues aux différentes interactions avec les obstacles présents dans l'environnement. Il est généralement modélisé par une loi Log-normale.

Les variations à petite échelle (fading) représentent les fluctuations rapides du signal liées aux interférences constructives et destructives entre les différents trajets. Le signal reçu peut alors varier de plusieurs dizaines de dB autour du signal moyen. Ce type de phénomène est la conséquence directe du phénomène de multi-trajets et de la variabilité spatio-temporelle du canal de propagation :

- La variabilité spatiale est due au déplacement de l'émetteur, du récepteur ou des deux simultanés. Elle est indépendante des mouvements de l'environnement.
- La variabilité temporelle est due exclusivement aux mouvements des éléments dynamiques dans l'environnement. On retiendra notamment l'influence du déplacement de personnes qui peuvent entraîner l'apparition et/ou la disparition de trajets et modifient les propriétés (atténuation, déphasage) des trajets existants.

Les deux variabilités vont agir sur les conditions de transmission entre un émetteur et un récepteur, et ainsi provoquer des évanouissements à petite échelle (fading). L'amplitude des évanouissements peut alors être modélisée par une loi de Rayleigh dans le cas d'une transmission NLOS (les puissances de tous les trajets sont assez proches), ou bien alors par une loi de Rice dans le cas d'une transmission LOS (un trajet prédomine en termes de puissance parmi tous les autres) [45]. Ces variabilités entraînent alors une dépendance spatio-temporelle du canal de propagation qui, par conséquent, modifie l'expression de la réponse impulsionnelle complexe du canal radioélectrique par :

$$h(t, \tau, \vec{r}) = \sum_{n=1}^{N_T} a_n(t, \vec{r}) e^{-j\theta_n(t, \vec{r})} \delta(\tau - \tau_n(t, \vec{r})) \quad (1.7)$$

avec $\vec{r} = \vec{V}.t$, où t représente le temps, $\vec{r}$ le vecteur position de l'entité en mouvement et $\vec{V}$ le vecteur vitesse de cette même entité.

Tous ces phénomènes décrits dans cette section sont importants à considérer dès lors que l'on veut mettre en place un système de communication sans fil. Dans cette thèse, l'objectif est d'utiliser une modélisation fine du canal de propagation afin d'évaluer son impact sur les transmissions. De cette manière, il sera possible de définir et spécifier une couche physique et, plus particulièrement une chaîne de communication numérique, adaptée à différentes conditions de transmission de façon à maximiser la durée de vie globale du réseau.

1.4.2 Les modulations numériques

Après avoir introduit les différentes notions liées au canal de propagation, nous nous intéressons dans cette section aux techniques de modulations et à leur influence sur les performances d'un système de communication sans fil.

1.4.2.1 Définitions

La modulation permet d'adapter l'information à transmettre au canal de transmission. Son choix est crucial et déterminant pour optimiser la robustesse et la consommation induite par la couche physique d'un système de communication sans fil. La forme la plus commune de modulation est la transmission sur porteuse dont le principe repose sur la modulation d'un signal à l'intérieur d'un signal périodique sinusoïdal. Plus précisément, elle consiste à modifier plusieurs paramètres d'un onde porteuse d'expression générale :

$$s(t) = A(t) \cdot \cos(w(t) + \phi(t)) \quad (1.8)$$

où $A(t)$ représente l'amplitude du signal modulé, $f(t) = \frac{w(t)}{2\pi}$ sa fréquence et $\phi(t)$ sa phase.

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M -aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. Le nombre d'états est donc égal à $M = 2^{n_b}$ et permet d'associer à un état de modulation un mot de n_b bits.

En supposant une transmission binaire toutes les T_b secondes, on peut exprimer le débit binaire par $deb = \frac{1}{T_b}$ et définir dans le cas d'une modulation M -aire la période symbole $T_s = n_b \cdot T_b$. Dans ce cas, la rapidité de modulation R se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément, et s'exprime par $R = \frac{1}{T_s} = \frac{deb}{\log_2 M}$. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états.

Enfin, l'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre $\eta = \frac{deb}{B}$ et s'exprime en bit/seconde/Hz avec B la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Dans le cas d'une modulation M -aire, l'efficacité spectrale augmente en fonction du nombre de bits par symbole $n_b = \log_2 M$ et devient égale à $\eta = \frac{1}{T_s \cdot B} \log_2 M$ bit/sec/Hz.

1.4.2.2 Performances vis-à-vis des perturbations du canal de propagation

En raison des perturbations liées aux fluctuations du canal radioélectrique, donc des effets d'atténuation et d'interférence, le signal reçu est une version distordue du signal émis. Le récepteur ne peut alors pas déterminer systématiquement les symboles transmis correctement. Il effectue donc un choix avec une certaine probabilité d'erreur. On parle alors de Taux d'Erreur Symbole (TES) ou de Taux d'Erreur Binaire (TEB) dans le cas d'une modulation binaire. Plus précisément, le TEB exprime le nombre de bits erronés en fonction du nombre de bits transmis. D'un point de vue statistique, on notera tout de même une différence entre la probabilité d'erreur P_e et le TEB, en admettant que la probabilité d'erreur est égale à l'espérance mathématique du TEB, $P_e = E[\text{TEB}]$, ou autrement dit que le $\text{TEB} \rightarrow P_e$ lorsque le nombre de bits transmis tend vers l'infini.

Afin de comparer les performances des différentes modulations entre elles, il est d'usage d'exprimer la probabilité d'erreur en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ dans lequel E_b représente l'énergie émise par bit et N_0 la densité spectrale de puissance du bruit. Les expressions théoriques de ces différents TEB sont dérivées dans [46] en fonction du rapport signal sur bruit $\frac{E_b}{N_0}$ pour une transmission sur un canal avec Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG) et un canal de Rayleigh. Elles sont illustrées sur les figures 1.10(a) et 1.10(b).

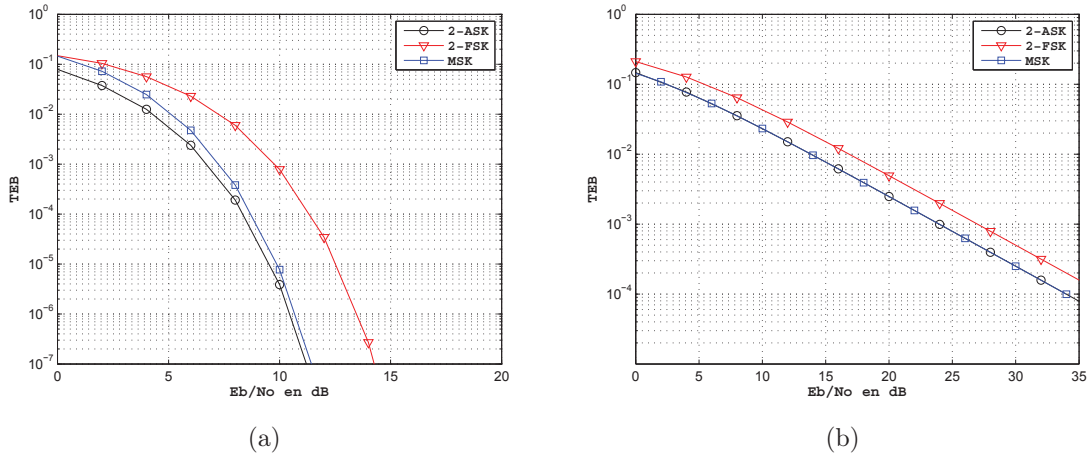


Figure 1.10 : TEB théorique obtenu en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour un canal BBAG (a) et pour un canal de Rayleigh (b).

On remarque logiquement que lorsque le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ augmente la probabilité d'erreur diminue puisque la puissance du signal en réception devient de plus en plus importante devant celle du bruit. Pour ce qui est des performances de chaque modulation, nous observons que la modulation ASK est la modulation qui présente le meilleur TEB quel que soit le rapport $\frac{E_b}{N_0}$. Les performances obtenues pour la modulation MSK sont tout de même proches de celle de la modulation ASK. En revanche, avec la modulation FSK, il est nécessaire d'augmenter le rapport signal sur bruit de près de 3 dB pour obtenir un $TEB = 10^{-3}$.

Une transmission sur un canal de Rayleigh représente le pire cas de transmission. Les TEB obtenus sur la figure 1.10(b) sont d'ailleurs significatifs par rapport à ceux obtenus sur un canal BBAG. Si les modulations ASK et MSK présentent des performances similaires, on note une différence de près de 3 dB en faveur de la modulation ASK par rapport à la FSK. Enfin, dans le cas d'une modulation ASK, il faut 18 dB supplémentaires pour obtenir un $TEB = 10^{-3}$ sur un canal de Rayleigh, comparé à un canal BBAG.

A travers l'illustration de ces performances, il apparaît nettement que la modulation ASK est meilleure. Néanmoins, la modulation MSK présente des performances très proches avec en prime une meilleure efficacité spectrale [47]. Ces deux modulations sont donc les plus robustes, mais nous ne pouvons pas encore conclure qu'elles sont les plus efficaces d'un point de vue énergétique.

1.4.2.3 Efficacité énergétique des modulations

Dans un contexte de réseau de capteurs, le schéma de modulation est déterminant pour optimiser à la fois la robustesse des communications et la consommation induite par la couche physique. En effet, il permet sous différents angles de minimiser la consommation globale. Il peut aider à diminuer le temps de transmission en offrant un débit plus élevé. Mais, il peut également, selon les conditions de transmission, améliorer le TEB et permettre ainsi de réduire la puissance d'émission pour un même TEB ciblé. Néanmoins, ces gains sont à contrebalancer avec l'augmentation de la consommation matérielle liée à la complexité de l'implémentation.

Plus précisément, on sait que pour diminuer significativement la consommation énergétique, il est nécessaire de minimiser le temps de transmission. Plus une modulation offre un débit élevé, plus le temps à transmettre les données est court et, par conséquent, plus on réduit la consommation d'énergie. Le désir d'avoir de forts débits de données implique donc la plupart du temps le choix de modulations M -aire. Mais, dans ce cas précis, il est nécessaire de faire des compromis :

- Les modulations M -aire requièrent des circuits analogiques et numériques plus complexes que les modulations binaires, ne serait-ce que pour paralléliser les bits dans des symboles.
- L'augmentation de l'indice de modulation m implique une augmentation du rapport signal sur bruit $\frac{E_b}{N_0}$ pour obtenir le même TEB. Il est par conséquent nécessaire d'augmenter la puissance d'émission et donc la consommation énergétique globale.
- Dans la plupart des applications basées sur des réseaux de capteurs sans fil, les paquets sont de faible taille, de l'ordre de 10 à 100 bits. Pour de tels paquets, le temps de démarrage domine aisément la consommation d'énergie, rendant tous les efforts de réduction des temps de transmission par le choix de modulations M -aire inefficace [48].

La consommation d'un émetteur a été modélisée dans [49]. Cette modélisation inclut l'énergie au démarrage et à la transmission. Il est supposé qu'au démarrage c'est essentiellement la fréquence du synthétiseur qui est active, alors que la puissance consommée par le signal de transmission provient du synthétiseur de fréquence, du modulateur et enfin de la puissance de transmission (amplificateur de puissance). Les résultats montrent alors que, pour des paquets de petite taille, les modulations binaires apparaissent plus efficaces que les modulations M -aire parce que les coûts en énergie sont dominés par le temps de démarrage. En supposant qu'il n'y a pas de consommation supplémentaire de la part du synthétiseur de fréquence du fait de l'augmentation de l'indice de modulation m , les modulations M -aire seraient alors vraiment meilleures que les modulations binaires. Enfin, en concordance avec les résultats présentés dans [48], les auteurs montrent que plus le temps de démarrage décroît et plus les modulations M -aire sont performantes.

Enfin, même s'il est possible de déterminer le schéma optimal pour une combinaison donnée entre un TEB ciblé et des tailles de paquets, il arrive parfois que les contraintes évoluent au cours du temps (latence exigée, conditions de transmission...). Dans ce cas, il est donc nécessaire de changer de schéma de modulation pour respecter ces nouvelles contraintes. Il est donc intéressant de considérer des schémas de modulations dynamiques qui s'adaptent à la situation courante [50].

1.4.2.4 Démodulation et synchronisation

Avant d'aborder les étages de traitement nécessaires en réception pour démoduler correctement le signal reçu, nous abordons les problèmes de synchronisation couramment observés dans les systèmes de communication sans fil. Dans le cas d'un réseau de capteurs, ils peuvent induire une augmentation significative de la consommation énergétique globale.

1.4.2.4.1 Synchronisation

Les techniques de modulation et de démodulation reposent sur la génération de porteuses sinusoïdales et d'horloges locales qui nécessitent des oscillateurs fonctionnant à une certaine fréquence nominale. Les oscillateurs étant sensibles aux changements de température et de pression, la fréquence nominale générée peut subir des déviations plus ou moins importantes qui peuvent mettre en péril la synchronisation de lecture des récepteurs. Pour compenser cette déviation, un récepteur doit apprendre la fréquence ou la base de temps de l'émetteur pour extraire les informations de synchronisation du signal reçu. On distingue principalement deux phases dans l'apprentissage du récepteur : une phase d'acquisition et une phase de "tracking". Pour cela, les trames issues de la sous-couche MAC sont constituées de séquences connues qui permettent au récepteur de connaître des paramètres détaillés de l'émetteur comme par exemple son horloge. Cette séquence est généralement placée en début de trame, c'est pourquoi on la qualifie de préambule. Une fois que le récepteur s'est synchronisé correctement via cette séquence d'acquisition, il entre alors en mode "tracking" en réajustant continuellement son oscillateur local.

En pratique, les problèmes de synchronisation que l'on peut rencontrer sont les suivants :

Synchronisation fréquence porteuse : Le récepteur doit connaître la fréquence et, dans le cas d'une détection cohérente, également la phase du signal. Une déviation de fréquence peut être causée par les oscillateurs ou par des effets Doppler dans le cas de noeuds mobiles. Une manière d'obtenir une synchronisation de fréquence est de laisser la possibilité à l'émetteur d'envoyer des paquets avec une forme spectrale connue et de laisser le récepteur scanner cette portion du spectre autour de la bande de fréquence nominale. Par exemple, dans le cas du GSM, des rafales spéciales de corrections de fréquences sont utilisées. De plus, la phase varie généralement plus rapidement que la fréquence. De ce fait, la correction sur la synchronisation de phase doit être effectuée plus souvent que pour la synchronisation de fréquence. On peut éviter la correction de synchronisation de phase avec des schémas de détection non cohérents, au prix cependant d'un TEB plus important, qui conduit alors à augmenter la puissance de transmission et par la même occasion la consommation d'énergie.

Synchronisation bit / symbole : Après avoir obtenu la synchronisation de la fréquence porteuse, le récepteur doit déterminer la durée d'un symbole ainsi que les instants de début et de fin dans l'optique de les démoduler correctement. Le réajustement continu pendant la phase de "tracking" requiert un stimuli suffisant pour indiquer les limites des symboles. Par exemple, dans le cas d'une modulation OOK, où les zéros logiques sont modulés par l'absence de porteuse, si une longue série de zéro apparaît dans les données, l'horloge du récepteur n'a pas de stimuli pour être réajustée et peut alors dévier.

On peut enrayer ce phénomène en utilisant des bits de bourrage (bit-stuffing) ou des techniques de brouillage où le flux de données est modifié via un registre à décalage. Si la synchronisation symbole est perdue, les informations binaires reçues deviennent inexploitable et conduisent le récepteur à réclamer une transmission supplémentaire, conduisant ainsi à l'augmentation de la consommation d'énergie à la fois de l'émetteur (retransmission) et du récepteur (relecture).

Synchronisation trame : Le récepteur doit être capable de détecter le début et la fin d'une trame. Une synchronisation de trame suppose que la synchronisation de bits ou de symboles est déjà obtenue. Il existe plusieurs techniques de synchronisation de trames, comme les techniques de décalage temporel, de longueur de champs ou l'utilisation de drapeaux (flags). Une des techniques les plus répandues et retenue par le standard IEEE 802.15.4, consiste à marquer le début de la trame juste après le préambule avec un délimiteur : c'est le Start Frame Delimiter (SFD).

Les performances énergétiques d'un démodulateur dépendent donc à la fois de ses capacités et de sa rapidité à corriger ces erreurs de synchronisation. Autrement dit, il doit pouvoir corriger ce type d'erreurs en utilisant un préambule de longueur faible de façon à réduire la consommation d'énergie associée aux durées de transmission et de réception.

1.4.2.4.2 Démodulation

Pour répondre à ces problématiques de synchronisation, l'acquisition d'un signal dans un système de communication numérique nécessite la convergence de plusieurs algorithmes de traitement du signal avant que le récepteur puisse disposer de données significatives. Ces algorithmes sont de nature adaptative et nécessitent l'utilisation de plusieurs étages de traitement. En raison de la nature adaptative de ces algorithmes, les différentes étapes de traitement en réception sont souvent désignées comme des boucles qui sont parfois dépendantes les unes des autres. Selon l'algorithme mis en oeuvre, il est possible qu'une boucle donnée ne puisse converger si une ou plusieurs boucles précédentes n'ont pas suffisamment convergées. Nous présentons dans cette section les différents étages de traitement en réception dans l'ordre où ils ont généralement besoin de converger, même si cet ordre peut parfois varier en fonction de la mise en oeuvre.

Contrôle automatique de gain (CAG)

Cette étape consiste à élever le signal reçu à un niveau de puissance significatif pour qu'il puisse être traité par les autres blocs de traitement. Il est généralement nécessaire de réaliser cette étape sur le signal analogique de façon à le corriger proprement avant sa conversion numérique, car les Convertisseurs Numérique-Analogique (CNA) présentent la plupart du temps une dynamique limitée. Du fait de cette dynamique, si l'amplitude du signal reçu est trop élevée, le processus de conversion numérique peut introduire un écrêtage de ce dernier. Dans le cas contraire, si l'amplitude du signal est trop faible, ses variations seront trop difficiles à quantifier correctement de manière numérique.

En plus de ces besoins, la convergence de la boucle de CAG est également nécessaire avant le traitement des autres blocs du récepteur. Certains paramètres des différents algorithmes adaptatifs, comme les niveaux de puissance pour la décision symbole, sont généralement basés sur le niveau de puissance du signal reçu.

Récupération du rythme binaire

Le but de la boucle de récupération du rythme binaire est d'obtenir la synchronisation binaire. Deux paramètres doivent être déterminés par le récepteur pour réaliser cette synchronisation. Le premier concerne la fréquence d'échantillonnage. Le verrouillage de la fréquence d'échantillonnage nécessite au préalable l'estimation du temps binaire pour que les échantillons puissent être récupérés à la bonne vitesse. Bien que ce temps doit être connu grâce au débit binaire, les dérives des oscillateurs (discutés dans la section précédente) peuvent introduire des écarts par rapport au temps binaire attendu.

L'autre paramètre à déterminer concerne la phase d'échantillonnage. Son verrouillage consiste à déterminer l'instant exact dans un temps binaire pour relever un échantillon. Les formes d'impulsion binaires présentent généralement un pic au centre du temps binaire qui permettent idéalement d'échantillonner le bit pour espérer le meilleur rapport signal sur bruit et éliminer le phénomène d'interférence entre symboles.

Récupération de la fréquence porteuse

En raison des dérives d'horloges, l'oscillateur présent à l'émission et nécessaire à la création de la porteuse de transmission peut présenter une déviation par rapport à la valeur idéale. En réception, la fréquence de l'oscillateur local peut également différer de celle de l'émetteur. La démodulation en réception peut s'en trouver perturbée, entraîner une rotation de la constellation des modulations et dégrader la précision des décisions binaires. Le but de la boucle de récupération de la fréquence porteuse consiste donc à supprimer le décalage de fréquence de sorte que le signal puisse être correctement démodulé et ramené en bande de base.

Une technique couramment utilisée consiste à asservir une porteuse générée localement sur celle du signal modulé. Le dispositif clé pour ce type d'opération est la boucle à verrouillage de phase (PLL : Phase Locked Loop) dont la représentation est donnée sur la figure 1.11. Il permet d'asservir l'oscillateur contrôlé en tension (VCO) utilisé par le démodulateur sur les variations de la porteuse émise.

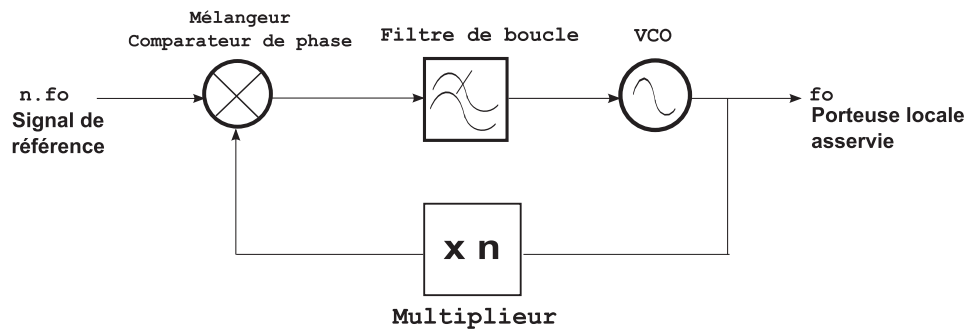


Figure 1.11 : Asservissement de fréquence par une PLL.

A l'aide du mélangeur, le signal multiplié de fréquence $n \cdot f_0$ issu du signal modulé, est comparé avec la porteuse générée par le VCO, qui elle-même est multipliée par n . La comparaison de ces deux fréquences génère après le filtre de boucle une tension qui, appliquée au VCO, va imposer des variations de fréquences à la porteuse locale de façon à annuler la différence de phase entre les deux porteuses. Si la fréquence du signal de référence augmente, le signal appliqué au VCO impose d'augmenter f_0 . Si la fréquence du signal de référence

diminue, le signal filtré par le filtre de boucle impose au VCO de réduire f_0 . On asservit ainsi la phase de la porteuse locale sur celle reçue. Le point délicat concerne le verrouillage de la boucle. En effet, si le signal de référence varie trop rapidement ou avec une déviation de fréquence trop grande, ou lors d'une interruption de la liaison, le VCO peut ne plus être commandé par le signal de contrôle issu du filtre de boucle. Il faut alors un certain temps pour verrouiller à nouveau.

La boucle de Costas

La boucle de Costas est couramment employée en tant que démodulateur (figure 1.12). Sa structure est du type cohérente : c'est à dire que le démodulateur nécessite une récupération de la porteuse (par asservissement d'une PLL) afin de suivre les déviations de fréquences de la porteuse émise. La récupération des symboles dans une boucle de Costas est donc réalisée par une démodulation sur deux voies en quadrature.

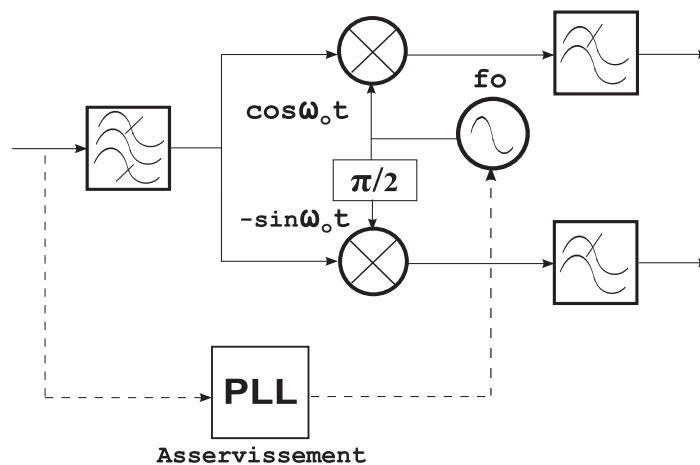


Figure 1.12 : Boucle de Costas.

La prise en compte des performances du récepteur et surtout du démodulateur vis-à-vis des problématiques de synchronisation est essentielle sous peine d'observer une dégradation significative du TEB et une impossibilité à utiliser les données reçues.

La rapidité de convergence de la boucle à verrouillage de phase est également déterminante dans les performances d'un récepteur. Elle conditionne généralement l'implémentation de la sous-couche MAC au niveau de la définition des structures de trames, avec notamment la longueur du préambule voire du champ de synchronisation. En utilisant une PLL rapide, il est possible de diminuer la longueur du préambule et donc de diminuer les consommations à la fois en émission et en réception. Néanmoins, il faut trouver le juste compromis entre une bonne correction des erreurs (fréquence, phase) et un temps d'acquisition rapide.

Enfin, une autre problématique de synchronisation est à prendre en considération dans les réseaux de capteurs, c'est la synchronisation des échanges. Cette problématique fait l'objet d'une étude approfondie dans le 4^{ème} chapitre.

1.4.3 Le codage canal

Le codage canal a pour rôle de protéger l'information émise contre les perturbations du canal de transmission susceptibles de modifier son contenu. Il s'agit donc de rajouter de la redondance de manière à détecter et éventuellement corriger les erreurs lors de la réception si la stratégie adoptée le permet. Il existe plusieurs stratégies de codage canal [51, 52] tels que les codes en blocs, les codes convolutifs et les turbo-codes. Dans le cadre de cette thèse, et parce qu'ils sont les plus adaptés aux réseaux de capteurs sans fil [53, 54], seuls les codes convolutifs seront étudiés.

1.4.3.1 Les codes convolutifs

Le principe du codage convolutif est représenté sur la figure 1.13 et consiste à calculer la redondance à partir du bloc d'information courant de taille k et des m blocs précédents. Les n bits en sortie sont calculés par une combinaison linéaire entre les k bits en entrée et les m blocs précédents. Les codeurs convolutifs sont des systèmes à k entrées et n sorties spécifiés par $n \times k$ polynômes générateurs. Le codeur contient k registres à décalage qui correspondent chacun à une entrée. Si m_i est la taille du registre à décalage associé à l'entrée i , la taille totale m de la mémoire du codeur est égale à :

$$m = \sum_{i=0}^{k-1} m_i \quad (1.9)$$

Le nombre maximum de bits associés à une sortie pouvant être affectés par un bit quelconque à l'entrée est appelé longueur de contrainte k_c du codeur avec $k_c = m + 1$. Son rendement peut lui s'exprimer par $R = \frac{k}{n}$.

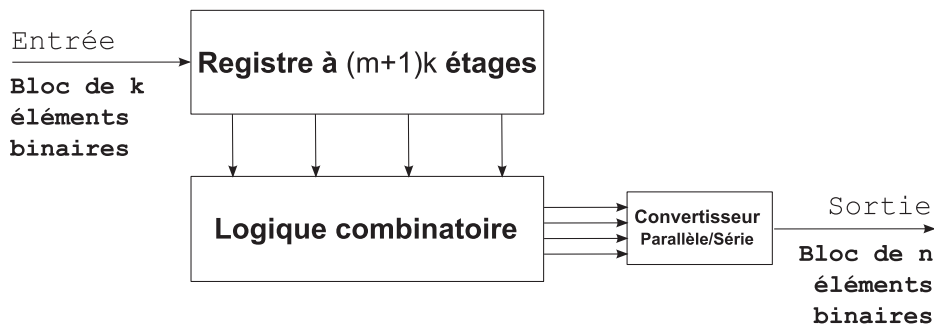


Figure 1.13 : Synoptique du principe de fonctionnement d'un code convolutif.

Si les k éléments binaires d'information présents à l'entrée du codeur se retrouvent explicitement dans le bloc de n éléments binaires en sortie du codeur, le code convolutif est dit systématique.

La contrainte principale du décodage convolutif réside dans le fait que le mot de code est très long, ce qui a tendance à compliquer le circuit décodeur. Les représentations les plus usuelles et les mieux adaptées pour l'élaboration des algorithmes de décodage sont : le diagramme d'état, la structure en arbre et la représentation en treillis. L'algorithme de Viterbi, proposé en 1967 par A. J. Viterbi dans [55], est basé sur le principe du maximum de

vraisemblance et utilise la représentation en treillis. Cet algorithme est une méthode optimale de décodage pour les codes convolutifs, même si ses performances dépendent naturellement de la qualité du canal de transmission. Il est particulièrement bien adapté pour le décodage des codes de longueur de contrainte peu élevée (typiquement inférieure à 7). Dans le cas contraire, la complexité des systèmes de décodage utilisant cet algorithme augmentent exponentiellement avec la longueur de contrainte du code utilisé.

1.4.3.2 L'entrelacement

L'entrelacement consiste à changer selon l'application l'ordre des symboles du mot d'information ou du code de manière déterministe afin de pouvoir les remettre dans l'ordre lors du décodage. La réorganisation des bits permet d'étaler les erreurs qui surviennent par paquets lors d'une transmission. L'utilisation par exemple d'un entrelacement avec un code convolutif diminue sa susceptibilité aux paquets d'erreurs.

L'entrelacement périodique engendre des permutations selon une fonction périodique du temps. On peut le réaliser soit par de la mémoire vive (entrelacement par blocs), technique utilisée dans tous les standards de téléphonie de deuxième génération, soit par des registres à décalage (entrelacement convolutionnel). L'entrelacement pseudo-aléatoire consiste à écrire la séquence aux adresses successives d'une mémoire vive, puis d'effectuer la lecture suivant un ordre donné par un générateur pseudo-aléatoire. L'opération inverse consiste à écrire dans la mémoire suivant le même ordre pseudo-aléatoire, et ensuite de lire la séquence suivant l'ordre croissant des adresses de la mémoire.

1.4.3.3 Performances et efficacité énergétique

L'utilisation d'un code convolutif couplé à un entrelaceur permet d'améliorer considérablement la qualité de transmission et par conséquent le TEB. A titre d'exemple, les performances d'un code convolutif (de rendement $1/2$ et d'une longueur de contrainte égale à 4) couplé à un entrelaceur lignes-colonnes, sont illustrées sur les figures 1.14(a) et (b) pour les modulations binaires ASK et FSK et une transmission sur un canal de Rayleigh.

Les performances obtenues sont significativement améliorées quand un codage canal est associé aux schémas de modulation. Toutefois, quel que soit le type de modulation, on observe le même comportement. Pour de faibles rapports signal sur bruit, le TEB obtenu est plus important que sans l'utilisation de code correcteur d'erreur. Ce phénomène s'explique par le rendement du code correcteur car, avec un rendement du code de $1/2$, le nombre de bits erronés augmente lorsque le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ n'est pas suffisant. Ensuite, pour des rapports $\frac{E_b}{N_0}$ plus importants, l'apport du code convolutif est significatif. Pour la modulation ASK, l'amélioration du TEB par rapport à une transmission sans codage est obtenue à partir d'un rapport $\frac{E_b}{N_0}$ de 1 dB, contre 4 dB pour une modulation FSK.

Malgré l'amélioration du TEB, il est cependant difficile d'estimer le gain énergétique apporté par l'utilisation de codes correcteurs. La diminution du TEB pour un rapport $\frac{E_b}{N_0}$ donné permet de diminuer la puissance d'émission et donc la consommation énergétique de la partie radio. Néanmoins, si on peut négliger la consommation des circuits électroniques pour le codage à l'émission, il est difficile de quantifier la consommation supplémentaire engendrée par le décodage en réception. Les travaux menés dans [56] mettent en évidence l'énergie consommée par les codes correcteurs en réalisant une approximation de la puissance consommée à partir

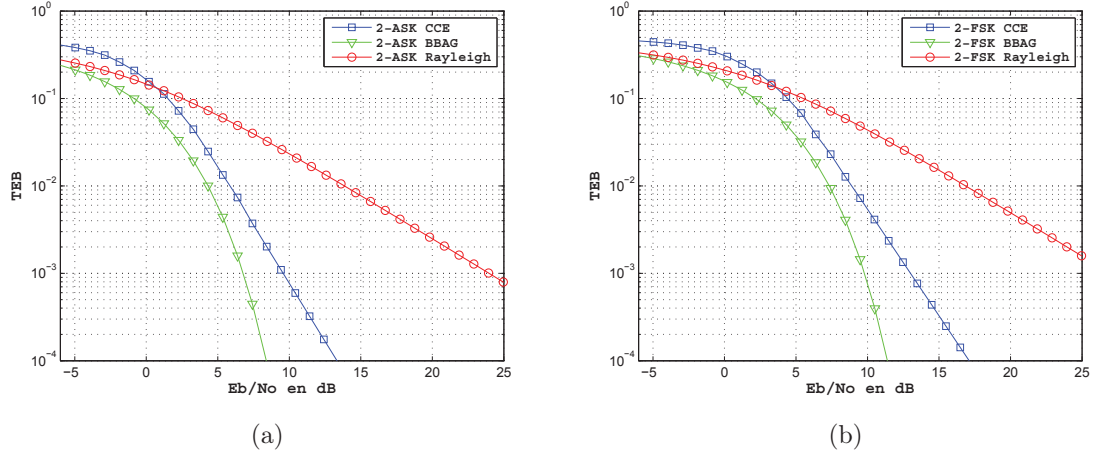


Figure 1.14 : TEB obtenu pour une modulation ASK (a) et une modulation FSK (b), associées à un code convolutif de rendement 1/2.

de mesures expérimentales. Les auteurs analysent ensuite plusieurs techniques de codage canal en utilisant un modèle de propagation basé simplement sur l'affaiblissement de parcours. Il apparaît alors que l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs n'est efficace d'un point de vue énergétique que dans le cas de configurations NLOS. Dans les cas LOS, ils n'apportent pas de gains significatifs. Enfin, les décodeurs analogiques semblent être les plus performants en terme de consommation.

1.5 La couche liaison

La couche liaison est composée de deux sous-couches : les sous-couches MAC et LLC. La sous-couche LLC a pour rôle de détecter les erreurs des données binaires issues de la couche physique. En pratique, il est courant d'utiliser un code cyclique redondant (CRC) pour vérifier l'intégrité des données reçues. Son analyse n'est pas traitée dans cette thèse. En revanche, la sous-couche MAC a un impact considérable sur la consommation énergétique globale d'un réseau de capteurs, notamment via la mise en oeuvre des stratégies d'allocation du canal et de mise en veille.

1.5.1 Rôle de la sous-couche MAC

La sous-couche MAC a pour rôle de mettre en oeuvre trois types de mécanismes :

Les mécanismes d'accès au canal doivent permettre de gérer le contrôle de l'accès et du partage du canal entre les différents noeuds qui désirent communiquer dans un réseau. Nous verrons par la suite que cette gestion de l'accès au canal peut être réalisée de manière centralisée ou distribuée.

Les stratégies de mise en veille des capteurs ont pour objectif de réduire la consommation d'énergie. Il est en effet essentiel qu'entre deux communications un capteur soit mis en veille afin de préserver l'état de charge de sa batterie. De plus, ces stratégies sont

indissociables des mécanismes d'accès au canal. Leur définition impacte directement le comportement des mécanismes d'accès et réciproquement.

Les trames de communications définissent la mise en forme syntaxique des données issues de la couche physique. Elles permettent entre autre d'initier les communications entre les entités, de gérer les modes de communications ou encore de détecter les éventuelles erreurs introduites par le canal de propagation. Leur mise en oeuvre passe généralement par l'insertion de diverses informations (bits additionnels, entêtes, somme de contrôle ...) nécessaires au récepteur pour déterminer le début et la fin d'une trame ou chaque champ utile qui la compose (adresse, données, champs de synchronisation). La détection des erreurs introduites par le canal est quant à elle généralement réalisée via une somme de contrôle (checksum en anglais) qui est insérée par l'émetteur et ensuite vérifiée par le récepteur via la couche LLC.

A travers la description des différents mécanismes mis en oeuvre par la couche MAC, il apparaît clairement que les protocoles MAC jouent un rôle central sur la consommation énergétique globale d'un réseau et plus particulièrement dans un réseau de capteurs.

1.5.2 Critères de performances des mécanismes d'accès au canal

Dans un contexte de réseau de capteurs, les protocoles MAC ont l'obligation d'être efficaces d'un point de vue énergétique. Ils doivent pour cela prendre en considération tous les événements possibles rencontrés lors d'une communication radio et qui peuvent être des sources de consommation supplémentaire. L'efficacité d'un protocole MAC repose donc sur la minimisation des principales sources de dépense d'énergie que sont :

L'écoute passive : C'est un phénomène qui intervient lorsqu'un noeud écoute le canal et se trouve en attente de réception. Dans le cas d'une allocation dynamique du canal, ce phénomène sera généralement mitigé en ajustant les modes de fonctionnement (et donc de consommation) des capteurs. Ce phénomène est encore mieux géré avec une allocation statique du canal. Dans ce cas précis, la bande allouée (fréquence, temps, code) au capteur garantit une transmission utile.

Les collisions : Elles apparaissent lorsqu'au moins deux noeuds voisins (à portée de transmission) désirent transmettre simultanément. Dans ce cas précis, les noeuds sont dans l'obligation de retransmettre leurs données ce qui induit une consommation énergétique supplémentaire. Les protocoles MAC basés sur une allocation dynamique du canal sont susceptibles de subir ce phénomène alors qu'il est inexistant dans le cas d'une allocation statique du canal.

Le surcoût d'écoute : Il représente la consommation supplémentaire d'un noeud lors de la réception de paquets qui ne lui sont pas destinés (mode multi-sauts) ou redondants (type broadcast). Ce phénomène intervient principalement dans les réseaux ad'hoc. Lors d'une allocation dynamique du canal, les noeuds peuvent éteindre leur radio durant le temps restant de la transmission si le paquet ne leur est pas destiné. Une allocation statique du canal élimine totalement ce problème puisque les noeuds écoutent le canal dans des intervalles de temps ou de fréquence spécifiques.

Le surcoût lié au protocole : Il représente la consommation liée à l'utilisation des différentes trames de contrôle pour réserver le canal, confirmer une bonne réception, ou

encore synchroniser les noeuds du réseaux. Elles sont nécessaires à la gestion du réseau mais ne contiennent aucune donnée utile et peuvent dans certains cas augmenter considérablement le trafic et la latence. L'étude menée dans [57] montre que l'utilisation de trames RTS/CTS⁸ nécessite une augmentation de la capacité du canal à hauteur de 40% à 75%. Dans l'optique de réduire la consommation, il est nécessaire de minimiser ces mécanismes de gestion du réseau.

La synchronisation d'évènements : C'est un phénomène qui peut être considéré comme source de dépense d'énergie. En effet, lorsqu'un évènement se produit dans une région du réseau, les noeuds proches de cette région vont détecter cet évènement pratiquement en même temps et, par la même occasion, seront tentés d'émettre simultanément, augmentant ainsi le risque probable de collisions. Ce phénomène n'est cependant un problème que pour les protocoles basés sur une allocation dynamique du canal et peut être mitigé par l'utilisation de mécanismes d'aggrégation ou de suppression de corrélation des données.

1.5.3 Condition d'efficacité des stratégies de mise en veille

Grâce aux progrès technologiques de ces dernières années, les puces radio et les microcontrôleurs possèdent plusieurs modes de fonctionnement avec plusieurs modes de consommation. La plupart du temps (entre deux mesures) un réseau de capteurs n'a rien à faire. Il est donc nécessaire d'éteindre les noeuds pour réduire leur consommation énergétique moyenne. On parle alors de rapport cyclique. En pratique, le réveil d'un noeud peut se faire à partir d'un stimuli externe ou par rapport à une base de temps. Mais en raison du besoin de cette référence de temps, il est impossible d'éteindre complètement un noeud. Il restera donc toujours une consommation résiduelle en mode veille.

La figure 1.15 permet d'illustrer l'impact d'une mise en veille sur la consommation d'un capteur.

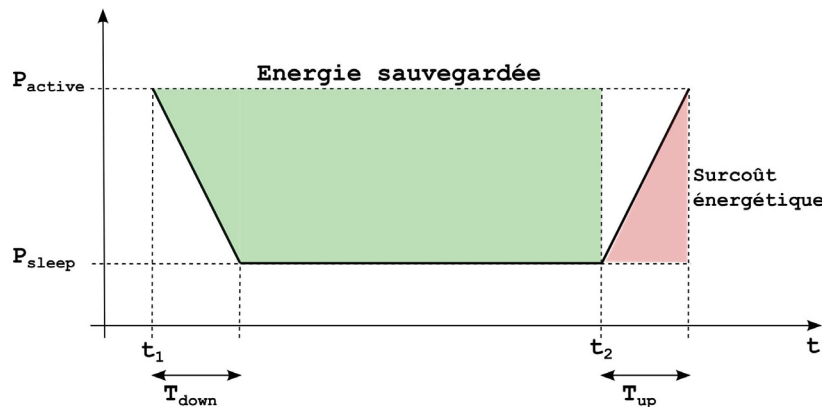


Figure 1.15 : Impact d'une mise en veille sur la consommation d'un capteur sans fil [58].

8. Request To Send/Clear To Send

A l'instant t_1 , la décision de passer en mode veille est prise. La consommation chute donc de P_{active} à P_{Sleep} . A l'instant t_2 , il y a apparition d'un évènement et la décision de remettre le noeud complet en mode actif. L'énergie totale consommée en mode veille est donc égale à :

$$E_{active} = P_{active}(t_2 - t_1) \quad (1.10)$$

Il faut un temps T_{down} pour mettre le capteur en mode veille. Durant cette phase de changement de mode et pour simplifier la démonstration, on suppose que la puissance consommée est égale à $P = \frac{P_{active} + P_{Sleep}}{2}$. Ensuite, P_{Sleep} est consommée jusqu'à t_2 . Au total, l'énergie en mode veille est donc égale à :

$$E_{Sleep} = \frac{P_{active} + P_{Sleep}}{2} T_{down} + (t_2 - t_1 - T_{down}) P_{Sleep} \quad (1.11)$$

L'énergie sauvegardée s'exprime donc par l'équation :

$$E_{sauvegarde} = P_{active}(t_2 - t_1) - \frac{P_{active} + P_{Sleep}}{2} T_{down} + ((t_2 - t_1 - T_{down}) P_{Sleep}) \quad (1.12)$$

Par contre, une quantité d'énergie supplémentaire est consommée lors du réveil du capteur :

$$E_{surcout} = T_{up} \frac{P_{active} + P_{Sleep}}{2} \quad (1.13)$$

Pour que l'utilisation de ce type de mode de fonctionnement soit efficace, il faut donc que l'énergie dépensée pour le réveil soit inférieure à l'énergie sauvegardée, soit $E_{surcout} < E_{sauvegarde}$ ou bien alors que le temps avant l'occurrence d'un évènement soit égal à l'équation suivante :

$$(t_2 - t_1) > \frac{1}{2} (T_{down} + \frac{P_{active} + P_{Sleep}}{P_{active} - P_{Sleep}} T_{up}) \quad (1.14)$$

En réalité, on sait que pour s'activer depuis l'état de veille, l'architecture radio passe par ces différentes étapes :

- Démarrage de l'oscillateur externe
- Polarisation des étages HF de la radio
- Démarrage du synthétiseur de fréquence (PLL)
- Passage en mode émission ou réception

Chaque étape prend un temps non négligeable et donc une consommation non négligeable à chaque réveil. L'énergie de surcoût dépendra donc des énergies consommées par chaque bloc électronique allumé lors de l'activation de la partie radio. Par exemple, avec l'utilisation du chip radio CC1110 de Texas instruments [32], la période de temps nécessaire entre l'occurrence de deux évènements devra être supérieure à 1 ms pour que l'utilisation d'un mécanisme de mise en veille soit efficace d'un point de vue énergétique.

1.6 La couche réseau

La participation de la couche réseau sur l'efficacité énergétique est à prendre en considération. En effet, on sait que la méthode la plus efficace pour diminuer significativement la consommation énergétique est de réduire la puissance d'émission et donc celle de l'amplificateur de puissance. L'utilisation d'un système de communication multi-sauts prend alors

tout son sens. En relayant les transmissions de paquets entre les divers noeuds pour atteindre le collecteur, on peut diminuer nettement la puissance d'émission. Néanmoins, ce mode de communication est plus gourmand en termes d'intelligence et de puissance de calcul puisqu'il entraîne l'implémentation de mécanismes de routage. De plus, si dans ce cas on minimise la consommation liée à la transmission, on augmente en revanche celle liée à la réception. Dans ce type de configuration, un récepteur est réveillé plus souvent pour être à l'écoute du canal et recevoir les paquets d'informations à relayer. Qui plus est, malgré le gain énergétique éventuellement apporté, l'augmentation de la complexité du système en termes de consommation reste difficilement quantifiable. L'étude menée dans [59] propose une analyse des performances énergétiques des couches physique, liaison et réseau de manière analytique. Leur analyse "cross-layer" démontre que l'utilisation d'un système de communication à un seul saut peut consommer jusqu'à 40% en moins qu'un système multi-sauts. Dans [60], un modèle de consommation réaliste dédié aux réseaux de capteurs sans fil est présenté. Et même si le modèle de propagation est basique, il est démontré une nouvelle fois qu'un système à un seul saut est plus efficace énergétiquement.

De part la nature de notre application, l'utilisation d'un système entièrement distribué n'est pas forcément nécessaire. En optant pour une architecture centralisée et un mode de communication à un seul saut vers le noeud central qui gère et collecte les données provenant des capteurs, puis en les envoyant via une liaison ethernet vers un serveur de stockage, nous déportons entièrement le poids de l'efficacité énergétique sur les couches basses (physique et sous-couche MAC).

1.7 Approche "cross-layer"

Pour optimiser la durée de vie du réseau, il est nécessaire de réfléchir à une architecture globale où la maîtrise de l'énergie est au centre des préoccupations. Il n'est en effet pas souhaitable d'étudier une architecture de noeuds ou de réseaux sans tenir compte de ses performances, de l'environnement et de son impact sur l'application. L'optimisation globale de la consommation énergétique se décline alors à tous les niveaux :

- Au niveau de la **couche physique** et notamment sur la partie radio qui est la partie d'un noeud qui consomme le plus d'énergie.
- Au niveau des **protocoles MAC** qui sont garants de l'accès au canal des capteurs et donc de la gestion des échanges d'informations. Une gestion coordonnée des échanges d'informations permet d'éviter les phénomènes de collisions et donc le gaspillage d'énergie causé par d'éventuelles retransmissions.
- Au niveau du **routage** des messages, soit par la mise en place d'un système de communication indirecte (multi-sauts) minimisant ainsi la puissance d'émission et donc la consommation énergétique ; soit par un système de communication directe (1 seul saut) avec l'utilisation de routeurs (points d'accès) permettant de diminuer le surcoût engendré par une couche de routage (couche réseau).
- Au niveau de l'**auto-organisation** du réseau qui, dans le cas d'un système distribué, permet d'adapter le système aux changements de topologie en structurant son organisation de manière logique (et non physique) afin de rendre plus efficaces les protocoles réseau (applicatif et routage).

- Enfin au niveau "**Application**" par le traitement collaboratif des données via des algorithmes de dissémination ou d'aggrégation de données [61, 62].

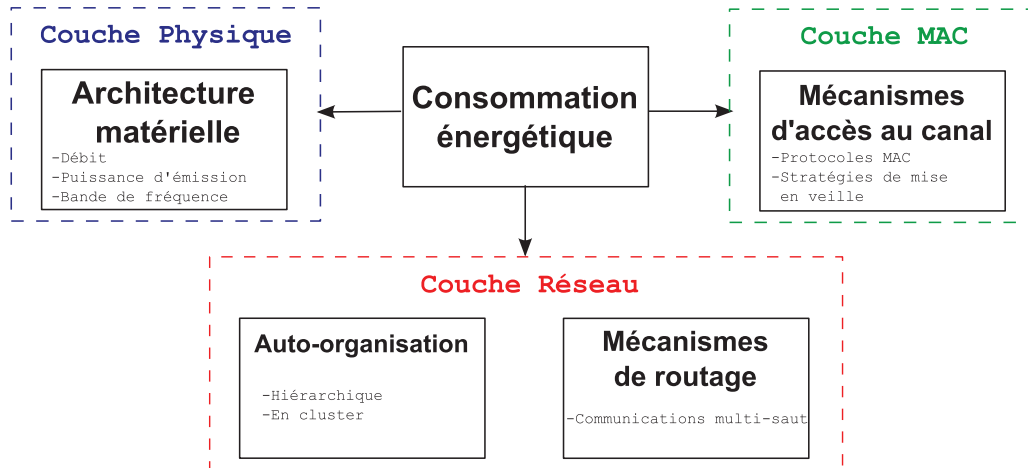


Figure 1.16 : Interdépendance des couches basses affectant la consommation d'énergie.

En raison de l'interdépendance des paramètres affectant la consommation (figure 1.16), la structuration en couches du modèle OSI n'est pas la plus adaptée pour un réseau de capteurs. Plusieurs études [63, 64, 65] pensent qu'une approche de type "cross-layer" est essentielle pour optimiser la consommation globale. L'efficacité d'une telle approche repose alors sur la réduction des coûts énergétiques occasionnés par le partage des informations entre les couches protocolaires. Toutefois, on distingue deux approches de type "cross-layer". La première approche consiste à préserver la structure en couche traditionnelle du modèle OSI, chaque couche étant informée sur les conditions des autres couches et chacune d'elles préservant leur mécanisme de fonctionnement. Tandis que la deuxième approche consiste à ne plus considérer des couches individuelles, mais un système complet englobant toute la pile protocolaire de façon à fournir un seul noyau de communication. Si cette dernière approche tend à être la plus efficace, elle empêche cependant la facilité de développement et d'évolution d'un composant réseau. De plus, elle annule toutes les garanties de service offertes par chaque couche. C'est pourquoi à l'heure actuelle, la plupart des travaux de recherche portent sur une approche traditionnelle en préservant la structuration en couches. Les stratégies "cross-layer" trouvées dans la littérature peuvent être classées selon l'interaction inter-couches concernée :

PHY + MAC : Les travaux menés dans [59] reposent sur une analyse "cross-layer" de la consommation énergétique entre la couche MAC et la couche physique en utilisant trois protocoles MAC différents. Cette étude leur permet de conclure qu'un réseau à un seul saut est plus efficace que les réseaux multi-sauts si des modèles radio réalistes sont utilisés lors de l'analyse. Néanmoins, le modèle de réseau utilisé est linéaire et ne représente donc pas un scénario pratique réaliste.

MAC + routage : Dans [66], l'optimisation proposée concerne les couches MAC et réseau. Elle converge vers la définition d'un protocole de routage dédié au trafic de nature périodique. Ce protocole ne dépend plus seulement d'une métrique de distance ou de qualité de lien radio, mais également de l'état dans lequel se trouve le noeud récepteur (sommeil,

éveillé). La définition d'un mécanisme de routage combiné à une stratégie d'ordonnement de réveil des capteurs est également étudiée dans [67]. Dans ces travaux, le protocole de routage exploite également les informations du protocole MAC (basé sur une répartition du temps d'accès) pour construire sa table de routage.

PHY + routage : Une optimisation "cross-layer" du débit dans un réseau multi-sauts est présentée dans [68]. L'analyse est divisée en deux parties en considérant une optimisation du débit au niveau du routage des messages et une autre au niveau de la couche physique.

3 couches : En plus des travaux portant sur les interactions entre seulement deux couches, il existe dans la littérature des optimisations "cross-layer" sur trois couches de protocoles. Dans [69], les auteurs proposent une optimisation conjointe de la puissance de transmission, du débit et du routage des messages dans un réseau basé sur une répartition en temps d'accès (TDMA). Dans [70], une optimisation conjointe des couches réseau, MAC et physique est proposée. Les résultats montrent que des économies d'énergie importantes sont possibles par rapport à un schéma traditionnel basé sur une approche en couche. De plus, les auteurs montrent que lorsque le circuit électronique radio est inclus dans la modélisation de l'énergie, les transmissions à un seul saut peuvent être plus efficaces que les transmissions multi-sauts.

Il apparaît donc clairement à travers ces travaux de recherche que l'optimisation énergétique d'un réseau de capteurs nécessite une approche cross-layer. Ce type d'approche est nécessaire au niveau de l'évaluation des performances des couches protocolaires (analyse cross-layer) pour identifier les paramètres à optimiser. Mais, elle est également importante au niveau de la définition des stratégies d'optimisation à mener.

1.8 Positionnement de la thèse

Ce chapitre d'état de l'art a permis d'introduire les notions de base sur les réseaux de capteurs en structurant la problématique de la consommation d'énergie au niveau des couches basses du modèle OSI et plus particulièrement sur les couches physique et MAC.

Ainsi, nous nous sommes particulièrement intéressés aux travaux déjà réalisés sur l'impact de la couche physique sur la consommation d'un réseau de capteurs. Tout d'abord, l'analyse de l'architecture matérielle dédiée à un réseau de capteurs nous a permis de souligner que la partie radio était la partie matérielle qui consommait le plus. Ensuite, nous avons défini et analysé les différents éléments constitutifs (canal, modulation, codage canal) de la couche physique pour définir leur impact sur la consommation.

Après cette analyse de la couche physique, nous avons souligné l'impact de la sous-couche MAC sur la consommation d'énergie. A travers ces mécanismes d'accès au canal, de mise en veille et de structuration des trames, nous avons montré que ses performances bien que dépendantes de l'application visée, avaient un rôle essentiel sur l'efficacité énergétique d'un réseau de capteurs.

De plus, en raison de l'interdépendance des performances de ces deux couches, nous pensons qu'une approche cross-layer est essentielle pour réduire significativement la consommation d'énergie. En effet, la consommation d'énergie d'un réseau de capteurs au niveau des couches physique et MAC dépend essentiellement du temps de transmission, du nombre de retransmission et enfin de la puissance d'émission. Ces trois critères sont directement liés au TEB et

à la longueur des trames. On peut donc modéliser l'interdépendance entre les deux couches à travers la figure 1.17, en considérant le TET comme le critère central de la consommation d'énergie.

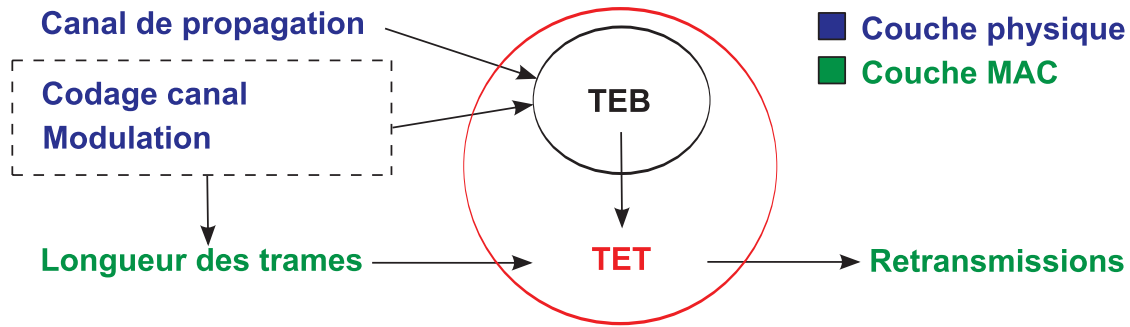


Figure 1.17 : Interdépendance entre la couche physique et la couche MAC.

Plus précisément, nous savons, d'une part, que le TEB est fortement tributaire de la couche physique. Nous avons vu dans ce chapitre qu'il dépend à la fois des conditions de transmission et donc de la modélisation du canal de propagation, du schéma de modulation et des techniques de codage canal. De plus, il affecte également les performances de la couche MAC à travers le nombre de retransmissions en impactant le Taux d'Erreur par Trame (TET). Cependant, les longueurs de trames, qui affectent également le TET, sont elles aussi dépendantes des techniques de modulation et de codage canal. Les trames de grande taille pour un même TEB et sans l'utilisation de mécanismes de corrections d'erreurs entraînent la plupart du temps une hausse des pertes de trames, ce qui conduit à des retransmissions qui annulent tous les avantages acquis en terme énergétique par des modulations M -aire et l'augmentation du nombre d'états. Le choix du type de modulation ne peut donc pas se faire sans prendre en considération les performances conjointes avec les schémas de correction d'erreur. Le choix de la modulation dépend alors de plusieurs aspects : la taille des informations à transmettre, le TEB ciblé et la modélisation des erreurs dues au canal radioélectrique. La décision optimale doit donc être proprement considérée en mettant en balance les techniques de modulation et les codes correcteurs d'erreurs :

- Avec des retransmissions, ce sont des paquets entiers qui sont transmis une nouvelle fois.
- Avec l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs, plus de bits peuvent être envoyés mais il y a une augmentation de la consommation due au codage et au décodage. La plupart du temps, l'énergie requise pour coder peut être négligée, alors que celle pour décoder est significative ; ceci peut s'avérer être une sérieuse contrainte énergétique au niveau des récepteurs.
- Pour être efficace, le coût énergétique engendré par l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs doit être inférieur à celui d'une retransmission.

Dans ces conditions et pour répondre au mieux à l'application visée, nous avons opté dans le cadre de cette thèse, pour une architecture du réseau hiérarchisée, comme illustrée sur la figure 1.18.

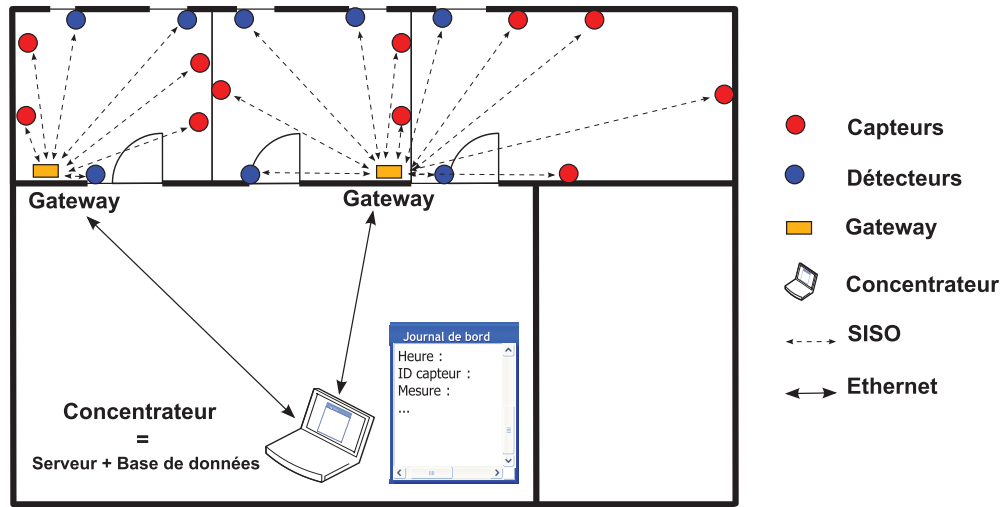


Figure 1.18 : Topologie et architecture retenue.

Cette architecture est composée de trois étages assurant chacun une fonction bien précise.

- La fonction du premier étage est d'assurer l'acquisition des mesures au niveau de chaque pièce à l'aide de plusieurs **capteurs** et **détecteurs**. Ces derniers alimentés par une batterie ont deux fonctions à assurer. Ils doivent tout d'abord mesurer les paramètres physiques (température, humidité, luminosité) et d'usage (ouverture/fermeture des ouvrants, présence de personnes) avant de les transmettre par liaison radio au deuxième étage.
- La fonction du deuxième étage est d'assurer l'interconnexion entre les capteurs de chaque pièce instrumentée et le concentrateur. Cette fonction de passerelle est assurée par un noeud central alimenté sur le secteur appelé aussi **gateway**.
- Enfin, au dernier étage de l'architecture se situe le **concentrateur** qui doit servir pour le stockage et le traitement des données. Il s'agit typiquement d'un PC avec de la mémoire embarquée qui doit être accessible à distance par navigateur web.

Dans cette architecture, la solution retenue pour les communications entre les différents types de capteurs et le gateway est une transmission sans fil, à 1 seul saut, de type SISO⁹ et réalisée sur les bandes ISM : 433 ou 868 MHz. En revanche, les communications entre le gateway et le concentrateur s'effectuent à l'aide d'une connexion câblée suivant le protocole Ethernet. De cette manière, le poids de l'efficacité énergétique du réseau est essentiellement déporté sur les couches basses du modèle OSI (couches physique et MAC). En conclusion, le cahier des charges initial impose les spécifications suivantes :

- Pas de routage multi-saut.
- Taille du réseau : 200 capteurs maximum.
- Environ 10 capteurs par pièce.
- Fréquence radio : 433 / 868 MHz.
- Portée 25 - 30 mètres.

9. Single Input Single Output

A partir de cette architecture, il semble ensuite primordial d'étudier et de proposer des stratégies d'améliorations conjointes entre les couches physique et MAC. C'est pourquoi, dans la suite du document, nous focaliserons nos efforts, notamment à travers le critère de TEB/TET, sur les différents mécanismes de chacune de ces couches qui impactent la consommation. Dans cet objectif, nous proposons tout d'abord dans le second chapitre, une modélisation précise du canal de propagation *indoor* à travers une modélisation statistique des variations temporelles causées par le déplacement d'être humains dans l'environnement. Dans le troisième chapitre, à partir de ce modèle et d'une estimation réaliste du TEB, nous analysons et proposons une stratégie d'optimisation de la couche physique en fonction de la longueur du message à transmettre. Dans le quatrième chapitre, une analyse conjointe des performances énergétiques des couches physique et MAC est réalisée de manière *cross-layer* et aboutit à la proposition d'un protocole MAC efficace pour une application de diagnostic du bâtiment. Dans le cinquième et dernier chapitre, une étude expérimentale à travers la réalisation d'un démonstrateur permet de valider les propos théoriques développés dans les chapitres précédents. Enfin, l'intérêt et l'efficacité énergétique d'une solution MIMO¹⁰ coopérative pour les transmissions sans fil du réseau sera traitée dans l'annexe C de cette thèse.

10. Multiple Input Multiple Output

Modélisation des variations temporelles du canal de propagation indoor

Sommaire

2.1	Introduction	45
2.2	Modèles existants	45
2.2.1	Modèles déterministes	46
2.2.2	Modèles empiriques	47
2.2.3	Modèles statistiques	49
2.2.4	Modèles tenant compte de l'effet des personnes	51
2.3	Objectif et principe de la modélisation proposée	52
2.3.1	Principe	52
2.3.2	Choix du modèle statique	54
2.3.3	Conclusion	56
2.4	Campagne de mesures	57
2.4.1	Caractéristiques des mesures	57
2.4.2	Scénarii des mesures	57
2.4.3	Analyse des signaux obtenus	58
2.4.4	Evolution des atténuations en fonction du nombre de personnes	62
2.5	Méthode de modélisation statistique et application	62
2.5.1	Description de la méthode d'identification statistique	62
2.5.2	Représentation sous la forme d'une fonction de répartition	64
2.5.3	Estimation paramétrique des lois candidates	65
2.5.4	Qualité de l'estimation par la méthode de Kolmogorov-Smirnov (KS)	66
2.5.5	Exemple d'application de la procédure d'identification statistique	67
2.5.6	Résultats de la modélisation sur l'ensemble des signaux mesurés	68
2.6	Reconstruction de la réponse temporelle du canal	71
2.6.1	Reconstruction d'un évanouissement	72
2.6.2	Reconstruction temporelle sur 24 heures	72
2.6.3	Résultats de la reconstruction de la réponse temporelle du canal	74
2.6.4	Conclusion sur la modélisation	76

2.7	Impact du mouvement des personnes sur les erreurs de transmission	76
2.7.1	Estimation du TEB	77
2.7.2	Impact de la modélisation temporelle	77
2.7.3	Impact du nombre de personnes suivant la fenêtre d'estimation . . .	78
2.8	Conclusion	80

2.1 Introduction

Les performances d'un système de communication sans fil sont largement tributaires de l'environnement de propagation associé. Dans ces conditions, la modélisation du canal de propagation devient indispensable à la fois pour comprendre le comportement de ce dernier, mais également pour améliorer les techniques de transmission.

Ce chapitre de thèse est ainsi consacré à l'étude et la modélisation du canal de propagation indoor. Il a pour objectif de présenter de manière non exhaustive différents modèles de canaux indoor qui sont couramment employés par la communauté scientifique et dont nous servirons dans la suite du manuscrit. Ces modèles reproduisent le comportement du canal de propagation dans différentes configurations (type d'environnement, position des éléments communicants ...) et sont complémentaires aux campagnes de mesure parfois délicates et coûteuses. Dans le cadre de cette thèse, les modèles de canaux doivent permettre d'analyser les performances énergétiques de chaque bloc fonctionnel mis en oeuvre par la chaîne de transmission afin de proposer des solutions d'optimisation selon le type de configuration rencontrée. Plus particulièrement, nous cherchons dans ce chapitre à modéliser les variations temporelles du canal causées par le déplacement d'être humains dans l'environnement de propagation de façon à qualifier l'impact des personnes sur les performances d'un système de transmission.

Dans cet objectif, l'organisation de ce chapitre est la suivante : dans un premier temps, nous décrirons différents modèles de canaux indoor qui peuvent être utilisés dans un contexte de réseau de capteurs. Puis, nous détaillerons l'approche retenue pour prendre en compte l'influence des personnes sur le comportement du canal. L'idée principale repose sur l'association de deux modèles de canaux : un modèle statique existant pour déterminer le niveau moyen de puissance reçue et un modèle statistique pour modéliser les variations temporelles. Le modèle statistique proposé est basé sur une campagne de mesures en bande étroite et sur une méthode d'identification statistique. Ensuite, à partir de cette estimation statistique, nous mettrons en évidence les raisons pour lesquelles il est important de procéder à une reconstruction de la réponse temporelle du canal. Enfin, dans la dernière partie de ce chapitre, nous évaluerons à travers la modélisation temporelle proposée, l'impact des personnes sur les erreurs de transmission avec une estimation du TEB moyen en fonction du nombre de personnes en mouvement.

2.2 Modèles existants

Parmi les modèles de canaux indoor existants dans la littérature scientifique, on distingue principalement deux types de modélisation : les modèles scalaires et les modèles vectoriels. Les modèles scalaires prédisent le comportement du canal de propagation en bande étroite (BE), en exprimant l'atténuation de la puissance reçue. Au contraire, les modèles vectoriels comme les modèles déterministes prédisent le comportement du canal aussi bien en bande étroite qu'en bande large (BL) en exprimant l'atténuation de chaque composante de l'onde reçue. En d'autres termes, ces modèles tiennent compte de l'aspect multi-trajets du canal et expriment l'atténuation, le retard et la phase liés à chaque trajet (ie. Réponse Impulsionnelle).

2.2.1 Modèles déterministes

Les modèles déterministes sont basés sur les équations de Maxwell. Ils modélisent l'ensemble de la liaison et nécessitent une description complète de l'environnement, des antennes et du champ émis. Ils peuvent être décomposés en deux catégories : les modèles à formulation rigoureuse (ou exacts) et les modèles asymptotiques en fréquence.

2.2.1.1 Modèles à formulation rigoureuse

Les modèles à formulation rigoureuse présentent l'avantage de fournir des résultats très précis mais se basent sur une discrétisation géométrique de l'espace. Ce maillage géométrique suppose une discrétisation d'un pas minimum de $\lambda/10$ [71] et n'est donc pas approprié pour la simulation de la propagation à grande échelle. Nous ne détaillerons pas d'avantage ce type de modèle dans ce manuscrit puisque leur champ d'action est limité à la propagation des ondes dans un environnement où les volumes sont relativement restreints. Néanmoins, le lecteur intéressé trouvera des compléments d'informations sur les méthodes temporelles dans [72, 73, 74, 75] et sur les méthodes fréquentielles dans [76, 77].

2.2.1.2 Modèles asymptotiques en fréquence

Dans un contexte de propagation indoor, les dimensions des éléments géométriques par rapport à la longueur d'onde conduisent notre attention sur les modèles asymptotiques en fréquence qui sont basés sur une approximation asymptotique des solutions des équations de Maxwell. On distingue principalement deux approches dans ce type de modélisation :

- Une approche physique, qui est fondée sur l'Optique Physique [78, 79, 80] et la Théorie Physique de la Diffraction [81, 82], pour déterminer tous les champs électromagnétiques rayonnés dans l'espace. Plus précisément, cette approche repose sur la connaissance des courants surfaciques circulant sur les objets éclairés par une onde électromagnétique.
- Une approche géométrique, reposant sur l'Optique Géométrique [83] et la Théorie Uniforme de la Diffraction [84] qui décrivent les champs directs, réfléchis, transmis et diffractés. Ces théories constituent une approche géométrique qui assimile la propagation des ondes électromagnétiques à des rayons.

Le modèle de propagation développé au sein du département SIC du laboratoire XLIM est basé sur une approche géométrique. Pour cette raison, nous n'aborderons pas davantage les modèles basés sur une approche physique.

Les modèles basés sur une approche géométrique distinguent principalement deux techniques : le lancer et le tracé de rayons. Le lancer de rayons consiste à tirer des rayons selon un pas angulaire constant depuis l'émetteur afin qu'ils interceptent le récepteur. Le tracé de rayons est lui plus précis car il prend en compte tous les trajets de propagation possibles entre un émetteur et un récepteur pour un nombre d'interactions maximum fixé.

Modèle à lancer de rayons : le principe de la méthode à lancer de rayons est basé sur l'algorithme SBR¹ [85]. Il consiste dans un premier temps à inonder l'environnement de

1. Shooting and Bouncing Rays

rayons partant de l'émetteur. Ensuite, selon le parcours de chaque rayon et en considérant la géométrie et les propriétés électriques des matériaux rencontrés, l'algorithme détermine les différentes interactions électromagnétiques (transmission, réflexion, transmission) entre les rayons et les obstacles de l'environnement. Dans le calcul des trajets, seuls les trajets passants à proximité du récepteur sont retenus (sphère de réception). De cette manière, une seule simulation permet de produire des résultats valables pour une infinité de positions de récepteurs. La précision des résultats de ce modèle dépend alors du nombre de rayons à lancer et du pas angulaire choisi pour couvrir l'environnement.

Modèle à tracé de rayons : ce type de modèle [86, 87] se distingue par un calcul déterministe des trajets entre un émetteur et un récepteur. La recherche des rayons qui peuvent se propager d'un émetteur vers un récepteur est basée sur la méthode des images et celle du pliage [88]. De plus, en prenant en compte les propriétés électriques des matériaux et l'atténuation en espace libre (calculée par la loi de Friis), ce type de modèle permet de déterminer l'atténuation de chacun des trajets par la somme vectorielle des atténuations causées par les interactions de l'onde avec les obstacles. Cependant et contrairement au modèle à lancer de rayons, l'utilisation de ce type de modèle nécessite de recourir à une simulation pour chaque configuration d'émetteur-récepteur.

Les modèles asymptotiques et particulièrement ceux basés sur une approche géométrique sont très précis. Néanmoins leur temps de calcul devient rapidement lourd si la configuration de l'environnement est complexe. Cependant, ils offrent une description complète des signaux reçus en tenant compte de l'aspect multi-trajets du canal et en caractérisant simultanément les différentes propriétés de l'onde (l'atténuation, le retard et la phase, la polarisation ...). Finalement, ils permettent de modéliser directement les variations à grande, moyenne et petite échelle du signal reçu.

2.2.2 Modèles empiriques

Les modèles empiriques, moins précis que les modèles déterministes, présentent l'avantage d'être beaucoup plus rapides en temps de calcul. Néanmoins, contrairement aux modèles statistiques, les modèles empiriques prédisent les variations à grande échelle du canal de propagation mais ne tiennent pas compte de sa variabilité spatio-temporelle et donc des évanouissements à petite échelle.

2.2.2.1 Le modèle de Motley-Keenan

Ce modèle [89] s'applique pour les cas NLOS dans des environnements de type bureau. L'affaiblissement de parcours s'exprime alors en fonction d'un terme en espace libre auquel on ajoute les pertes dues aux obstacles (dalles, murs, portes, fenêtres ...) traversés par le rayon direct.

$$L = 38 + 10 \cdot \gamma \cdot \log(d) + \sum_{m=1}^{N_m} P_m + \sum_{n=1}^{N_n} P_n \quad (2.1)$$

où γ correspond au coefficient d'affaiblissement de puissance avec $\gamma = 2$ dans le cas de l'espace libre, d est la distance séparant l'émetteur du récepteur, P_m est la perte liée à la

transmission du $m^{ième}$ mur en dB, P_n est la perte liée à la transmission de la $n^{ième}$ dalle en dB, enfin N_m et N_n représentent respectivement le nombre de murs et le nombre de dalles.

Dans [90] l'étude menée par l'IESB (Institute of Superior Education of Brasilia) propose un ajustement du modèle Motley-Keenan en prenant en compte l'épaisseur des murs dans le calcul de l'affaiblissement de parcours.

$$P = P_r + 10 \cdot \gamma \cdot \log(d) + \sum_{i=1}^{N_i} K_i L_{0i} 2^{\log_3(\frac{e_i}{e_{0i}})} \quad (2.2)$$

où P_r correspond à l'affaiblissement de référence lorsque $d = 1$ m, γ est le coefficient d'affaiblissement en puissance, d la distance séparant l'émetteur du récepteur, K_i le nombre de murs de type i , L_{0i} la perte liée à la traversée du mur de type i en dB, e_i l'épaisseur du mur de type i , e_{0i} l'épaisseur du mur de référence de type i et enfin N_i le nombre de types de murs traversés.

Les auteurs ont montré que l'affaiblissement lié à la traversée d'un mur n'était pas linéaire avec l'épaisseur du mur. Il suffit alors de disposer de la valeur d'atténuation d'un mur de référence et de son épaisseur de référence pour en déduire la contribution totale d'un mur quel que soit son épaisseur.

2.2.2.2 Le modèle MWF (Multi-Wall and Floor)

A partir des modèles introduits par le COST 231 [91] et le COST 259 [92], I. Lott et M. Forkel ont proposé une écriture pour l'affaiblissement de parcours afin de tenir compte de la propagation non linéaire avec le nombre d'obstacles pour les murs et les étages. Le modèle décrit dans [93] prend alors la forme suivante :

$$L_{MWF} = P_{L0} + 10 \cdot \gamma \cdot \log(d) + \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{k=1}^{K_{Wi}} L_{W_{ik}} + \sum_{j=1}^{N_j} \sum_{k=1}^{K_{Fj}} L_{F_{jk}} \quad (2.3)$$

où P_{L0} correspond à l'affaiblissement à la distance de 1 mètre, γ le coefficient d'affaiblissement de la puissance, d la distance entre l'émetteur et le récepteur, K_{Wi} le nombre de murs traversés de type i , $L_{W_{ik}}$ l'affaiblissement lié à la traversée du $k^{ième}$ mur de type i , K_{Fj} le nombre d'étages traversés de type j , $L_{F_{jk}}$ l'affaiblissement lié à la traversée du $k^{ième}$ étage de type j , N_i le nombre de types de murs traversés et N_j le nombre de types d'étages traversés.

2.2.2.3 Le modèle Multi-Wall et Multi-fréquences

Le modèle décrit dans [94] est une amélioration du modèle MWF. L'estimation de l'atténuation large bande des murs a été réalisée expérimentalement puis modélisée pour faire apparaître une dépendance fréquentielle.

$$L_{MWF} = P_{L0} + 10 \cdot \gamma \cdot \log(d) + \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{k=1}^{K_{Wi}} L_{W_{ik}} \quad (2.4)$$

avec N_i le nombre de types de murs traversés et K_{Wi} le nombre de murs traversés provoquant une atténuation $L_{W_{ik}}$ dépendant de la fréquence.

Ces pertes pour l'ensemble des matériaux mesurés peuvent alors s'exprimer sous la forme d'une équation linéaire dépendant de la fréquence f en GHz (tableau 2.1). C'est pourquoi le modèle est dit multi-fréquences.

Matériau	Epaisseur (cm)	Pertes (dB)
mur porteur	50	$16,5 + 1,21f$
cloison fine	6	$1,36 + 0,44f$
porte	4,5	$2,15 + 0,22f$
verre	0,5	$2,41 + 0,06f$
placoplâtre	13 mm	$0,48 + 0,04f$
parpaing	10	$9,76 + 0,10f$

Tableau 2.1 : Pertes en dB pour le modèle Multi-Wall et Multi-fréquences

Il existe bien d'autres modèles empiriques. De la même façon, ces types de modèles sont basés sur des profils émetteur-récepteur dont les phénomènes liés aux caractéristiques multi-trajets du canal de propagation sont très peu représentés. Ils présentent l'inconvénient d'être optimisés pour un environnement spécifique et pour une bande de fréquence unique ce qui oblige de nouveau à déterminer les paramètres du modèle pour chaque nouvelle fréquence et chaque configuration. De plus, les mesures disponibles ont souvent été réalisées dans des conditions variées et les écarts types trouvés sont souvent importants.

2.2.3 Modèles statistiques

Les modèles statistiques [95] sont souvent utilisés dans l'étude des variations à petite échelle du canal de propagation. Ils prédisent de manière stochastique le comportement de ce dernier. Leur principe repose sur l'association d'une loi statistique à un ensemble d'environnements ou de configurations qui partagent les mêmes spécificités. Ils sont généralement moins précis que les modèles déterministes mais présentent l'avantage d'être simples et rapides en temps de calcul. Les modèles présentés par la suite sont des modèles statistiques couramment employés dans le domaine des télécommunications et adaptés pour l'étude des systèmes de transmission indoor.

2.2.3.1 Le modèle de Rayleigh

Le modèle de Rayleigh modélise à l'aide de la distribution de Rayleigh les variations rapides de l'amplitude du signal reçu. Ce modèle est généralement utilisé dans le cas d'un environnement de propagation riche en multi-trajets, mais dans lequel aucun des trajet ne prédomine en termes de puissance. Plus précisément, lorsque le signal reçu est la somme d'un grand nombre de trajets avec des amplitudes de même ordre de grandeur, et que la valeur de la phase de chaque trajet est uniformément répartie sur l'intervalle $[-\pi, \pi]$. L'amplitude z du signal reçu peut être décrite par la densité de probabilité (ddp) de Rayleigh [95] :

$$P_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.5)$$

avec $2\sigma^2$ la puissance moyenne efficace du signal reçu.

2.2.3.2 Le modèle de Rice

Le modèle de Rice est utilisé lorsque dans l'environnement un trajet parmi les autres prédomine en termes de puissance. Dans cette configuration, les statistiques de l'amplitude et de la phase ne correspondent plus au cas précédent. On peut alors montrer que dans de telles conditions la ddp de l'amplitude z du signal reçu suit une ddp de Rice [95] :

$$P_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{z.A}{\sigma^2}\right) \quad (2.6)$$

avec $I_0(x)$ la fonction de Bessel modifiée de 1^{ère} espèce d'ordre 0 et A l'amplitude du trajet prédominant. Cette modélisation du canal est paramétrée selon le facteur de Rice K qui exprime le rapport entre la puissance du trajet prédominant et celles des multitrajets : $K = \frac{A^2}{2\sigma^2}$. Il représente donc le degré d'évanouissement. On constate également que lorsque $K = 0$, on retrouve la ddp de Rayleigh, et que lorsque $K \rightarrow \infty$ une distribution Gaussienne.

2.2.3.3 Le modèle Log-normale

Le modèle Log-normale se distingue des autres modèles car, en plus d'inclure la moyenne du signal, il permet de modéliser les variations du canal sur une plus grande échelle [96] et sa densité de probabilité s'exprime par :

$$P_Z(z) = \frac{1}{z\sigma_n\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln.z - \mu)^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (2.7)$$

où μ correspond à la moyenne de la loi log-normale en dB et σ_n^2 sa variance. La valeur de la moyenne μ correspond à l'atténuation moyenne du signal reçu et peut être calculée par des modèles d'atténuation à grande échelle. La variance σ_n^2 est quant à elle généralement fixée de façon empirique selon le type d'environnement que l'on veut modéliser [96].

2.2.3.4 Le modèle de Weibull

La distribution de Weibull est un modèle statistique adaptable qui permet de décrire les évanouissements à petite échelle du canal à la fois pour des environnements de propagation outdoor et indoor. Il n'y a pas d'explications théoriques précises, mais cette distribution modélise assez bien le comportement statistique des mesures expérimentales relevées [97, 98] notamment lors de la présence de personnes en mouvement dans l'environnement [99]. Sa densité de probabilité s'exprime de la manière suivante :

$$P_Z(z) = \frac{k}{l} \left(\frac{z}{l}\right)^{k-1} \exp\left(-\frac{z}{l}\right)^k \quad (2.8)$$

avec $k > 0$ et $l > 0$ qui sont respectivement les paramètres de forme et d'échelle. De plus, lorsque $k = 2$, le modèle se réduit à un modèle de Rayleigh, et, lorsque $k = 1$, il correspond à une distribution exponentielle.

2.2.3.5 Le modèle de Nakagami

Le modèle de Nakagami est comme le modèle de Weibull un modèle général qui peut être paramétré suivant les conditions de transmission et l'environnement de propagation. Les variations de l'amplitude z du signal reçu suivant la distribution de Nakagami sont données par la formule suivante :

$$P_Z(z) = \frac{2m^m z^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{mz^2}{\Omega}\right), m > 0,5 \quad (2.9)$$

avec $\Omega = E[z^2]$ la puissance moyenne reçue, Γ la fonction Gamma et m le degré d'évanouissement. Selon la valeur de m , il est alors possible d'approcher d'autres lois statistiques. Pour $m = 1$, la distribution de Nakagami est réduite à une distribution de Rayleigh, alors que pour $m = 0,5$, elle approxime la partie positive de la loi log-normale. Enfin pour $m = \frac{(K+1)^2}{2K+1}$ elle approche le modèle de Rice [95].

2.2.4 Modèles tenant compte de l'effet des personnes

L'influence des personnes sur les performances d'une communication radio est importante à considérer dès lors qu'on cherche à minimiser la puissance de transmission à des fins énergétiques. Dans ces conditions, les variations temporelles du canal de propagation dues au mouvement des personnes ne peuvent être négligées.

Dans la littérature scientifique, l'impact des personnes sur les variations du canal de propagation est principalement considéré pour des fréquences de transmission élevées lorsque la longueur d'onde est faible par rapport aux dimensions d'un corps humain. Il est d'ailleurs significative dans le cas de transmissions à 60 GHz [100, 101, 102]. Néanmoins, les contraintes de consommation dans les réseaux de capteurs impliquent une politique de minimisation de la puissance d'émission. Cette politique conduit alors à une prise en compte précise de l'impact du mouvement des personnes notamment dans un contexte indoor. Dans un tel contexte, le trajet direct d'une liaison radio peut facilement être obstrué par un être humain. Dans ce cas, si l'ajustement de la puissance d'émission ne tient pas compte de cet effet, une hausse des pertes de paquets/trames est inévitable. Notons que cette conséquence est d'autant plus vraie si le débit est important [103].

Dans la plupart de ces études, l'approche retenue est statistique car il est difficile de modéliser de manière déterministe le mouvement d'une ou plusieurs personnes. Toutefois, l'étude menée dans [104] propose une tentative d'approche déterministe en modélisant un être humain par un cylindre rempli d'eau salée. Les résultats proposés ne tiennent pas compte du phénomène de diffraction et aboutissent à un comportement statistique similaire à une loi de probabilité de Nakagami. Néanmoins, les limites de cette approche sont évidentes sachant qu'on ne connaît pas le comportement réel des ondes électromagnétiques vis-à-vis du corps humain, et qu'il est difficile de représenter ce dernier de manière déterministe et réaliste.

Plusieurs études [105, 106, 107] proposent des modélisations statistiques de l'affaiblissement du signal en présence de personnes. Pour autant, seule l'atténuation relative est modélisée. Les paramètres liés à chaque trajet (déphasage, retard et atténuation), tout comme le phénomène de diffraction induit par des personnes qui se déplacent ne sont pas explicitement considérés. L'idée retenue est d'approcher le comportement statistique du canal par l'intermédiaire du

comportement de l'affaiblissement de puissance. Cependant, une approche statistique de l'affaiblissement de puissance présente des variations significatives notamment lorsqu'on modifie la nature du mouvement des personnes. En effet, lorsqu'une personne se déplace à proximité des antennes, l'atténuation provoquée est plus importante que lorsqu'elle se déplace au milieu de la liaison [108]. Au contraire, l'atténuation causée par une personne est moins importante lorsqu'elle s'ajoute à une autre atténuation (par exemple à celle d'un mur) [109]. Les variables d'intérêt sont donc multiples. C'est pourquoi, la plupart du temps, les modélisations statistiques prennent en compte ces multiples variables dans leur globalité. Elles ne s'intéressent pas indépendamment à l'une ou l'autre, mais établissent, dans un environnement donné, le comportement du canal de propagation en présence de personnes.

L'étude menée dans [110] présente l'intérêt de prendre en compte le nombre de personnes qui se déplacent dans la modélisation. La fréquence de transmission est fixée à 5,2 GHz. L'environnement utilisé pour la campagne de mesure est un couloir d'université. La modélisation de l'effet des personnes sur le comportement du canal de propagation aboutit principalement à un modèle statistique de Rice mais, dans quelques cas, des distributions plus proches de celles de Weibull et Nakagami sont observées.

Dans [107], l'analyse est menée dans un environnement de type bureau autour d'une fréquence de 2,45 GHz. Néanmoins l'étude proposée se limite à la constatation de la loi de probabilité qui modélise le mieux les mesures et ne propose pas une modélisation paramétrique des distributions.

A la connaissance de l'auteur, il n'existe donc pas d'étude complète mettant en relation les caractéristiques statistiques de l'affaiblissement causé par le nombre de personnes en mouvement dans l'environnement. La plupart des travaux évoquent le fait que les atténuations observées suivent une distribution statistique (Rice, Nakagami ...), mais aucun paramétrage de ces distributions en fonction du nombre de personnes n'est proposé. Pourtant, dans un objectif de modélisation, ce paramétrage est indispensable pour prédire le comportement du canal de propagation en présence d'êtres humains. Qui plus est, la plupart des modélisations proposées le sont pour des fréquences de transmission supérieures à 1 GHz.

Pour toutes ces raisons, nous proposons dans la suite de ce manuscrit, une modélisation statistique du comportement du canal de propagation en présence de personnes en mouvements. L'approche retenue repose sur une identification statistique basée sur une campagne de mesures en bande étroite dans un environnement indoor.

2.3 Objectif et principe de la modélisation proposée

2.3.1 Principe

Pour réduire la consommation d'énergie de la couche physique d'un réseau de capteurs, il est essentiel que la définition des variations du canal de propagation soient connues. Dans le cas contraire, les éléments de la chaîne de transmission peuvent être sous-dimensionnés ou surdimensionnés, occasionnant une diminution de leurs performances vis-à-vis des erreurs de transmission liées au canal. Pour cette raison, il est important que la définition du canal de propagation indoor tienne compte de tous les types de variations possibles. Dans le contexte de cette thèse, les noeuds communicants n'étant pas mobiles, ce sont les variations temporelles causées par le déplacement d'êtres humains dans l'environnement qui sont importantes à modéliser, en plus de l'atténuation du canal en situation statique.

La figure 2.1 représente la réponse temporelle d'un canal de propagation indoor. Le niveau moyen est un niveau de puissance statique qui résulte de l'atténuation causée par les obstacles présents dans l'environnement de propagation. Les variations temporelles autour de ce niveau moyen sont quant à elles causées par le déplacement des personnes dans ce même environnement. Pour cet exemple, ces variations peuvent atteindre jusqu'à 6 dB. Il est donc essentiel de les prendre en considération.

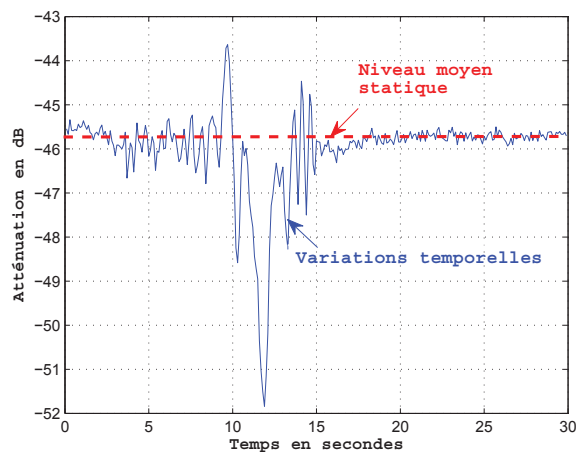


Figure 2.1 : Réponse temporelle d'un canal de propagation.

L'idée retenue par la suite pour la modélisation complète du canal repose sur l'association de deux modèles de propagation différents comme illustrée sur la figure 2.2.

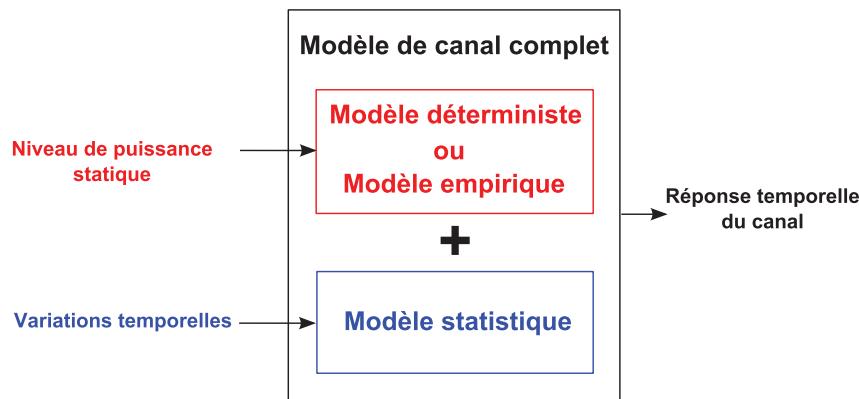


Figure 2.2 : Association de deux modèles de propagation pour tenir compte des variations temporelles causées par le déplacement d'être humains.

Le modèle statique (basé sur un modèle existant) doit permettre de déterminer le niveau de puissance moyen (statique) tandis que le modèle statistique doit permettre de caractériser les variations temporelles du canal de propagation. De cette manière, le modèle dans son

ensemble tient compte à la fois des atténuations causées par la géométrie de l'environnement (murs, portes ...) selon la position des émetteurs/récepteurs et des évanouissements rapides causés par le déplacement d'êtres humains.

Notre contribution porte essentiellement sur la modélisation statistique de l'effet des personnes. À partir d'une campagne de mesures réalisée en bande étroite, nous proposons d'appliquer une méthode d'identification statistique qui permet d'estimer le comportement stochastique du canal de propagation. Ensuite, la reconstruction temporelle de la réponse du canal est réalisée à partir d'un diagramme de taux d'occupation et d'un processus aléatoire de Poisson. De cette manière, notre modélisation est indépendante du modèle statique.

Le choix du modèle statique quant à lui doit se faire selon les contraintes de l'étude à réaliser et résulter d'un compromis entre la précision souhaitée et le temps de calcul. Dans cette optique, une évaluation entre deux modèles statiques est réalisée dans le paragraphe suivant.

2.3.2 Choix du modèle statique

Afin de déterminer le modèle statique le plus adapté pour ce travail de thèse, nous proposons d'évaluer les performances d'un modèle de propagation déterministe et celles d'un modèle de propagation empirique. Plus précisément, nous cherchons à estimer la précision et le temps de calcul de ces deux modèles pour calculer la zone de couverture de l'environnement de propagation représenté sur la figure 2.3. Dans cet objectif, un récepteur est placé tous les 0,5 mètre dans l'environnement et les bandes de fréquence étudiées sont les bandes 433 MHz et 868 MHz.

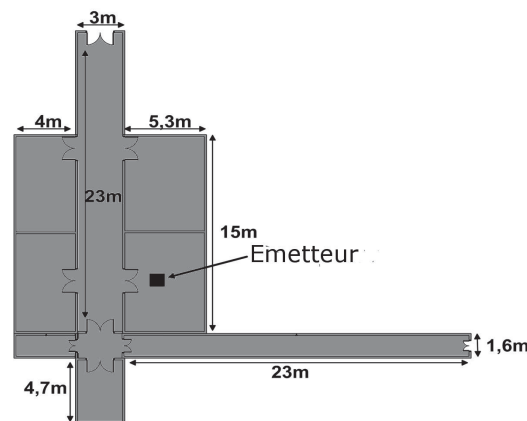


Figure 2.3 : Environnement étudié.

2.3.2.1 Modèles considérés

Le modèle déterministe retenu est un modèle asymptotique en fréquence. Il s'agit plus précisément d'un simulateur 3D de propagation d'ondes radio développé au laboratoire XLIM-SIC [111] et qui repose sur une méthode optimisée de tracé de rayons. Son application dans un contexte indoor a été validée dans la thèse de F. Escarieu [112]. Néanmoins, sachant que les

atténuations causées par les différentes interactions avec l'environnement sont dépendantes de la fréquence de transmission, il est nécessaire, avant d'utiliser ce modèle, d'ajuster les propriétés électriques des matériaux composant l'environnement de propagation. Cet ajustement est réalisé à partir des mesures et des modèles théoriques développés dans la thèse de F. Gaudaire [113] qui permettent de déterminer les valeurs moyennes équivalentes de la permittivité relative ϵ_r et de la conductivité électrique σ des matériaux.

Pour le modèle empirique, nous avons choisi le modèle Multi-Wall Multi-fréquences développé dans la thèse de G. Tesserault [94] et décrit dans la section 2.2.2.3. Il permet, d'une part, de prendre en considération le nombre et le type de parois traversés par les ondes électromagnétiques et ainsi de décrire les évanouissements à grande échelle du canal, mais également, d'autre part, de tenir compte de la variation de l'atténuation moyenne en fonction de la fréquence. Il est donc approprié pour les bandes de fréquence étudiées.

2.3.2.2 Evaluation des performances

L'objectif de ce paragraphe consiste à comparer les performances du modèle empirique vis-à-vis du modèle déterministe en termes de précision et de temps de calcul. Les résultats de l'évaluation sont présentés sous forme de cartographies de couvertures. L'échelle de couleur correspond à la variation de l'atténuation, avec pour la couleur rouge une atténuation de 0 dB et pour la couleur bleu une atténuation de -180 dB.

Les résultats des deux modélisations sont présentés sur la figure 2.4 pour une fréquence de 433 MHz. La figure 2.4(a) représente la cartographie des atténuations résultantes du modèle à tracé de rayons, et la figure 2.4(b) la cartographie obtenue avec le modèle empirique.

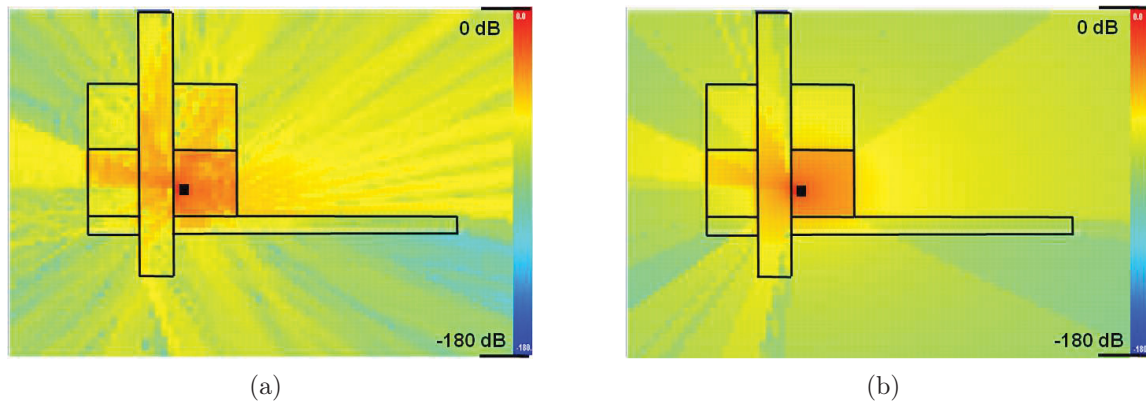


Figure 2.4 : Atténuations à 433 MHz avec le modèle à tracé de rayons (a) ; avec le modèle empirique multi-fréquences (b).

A cette fréquence, les deux modèles présentent une même allure globale mais on observe nettement que les variations causées par le phénomène de multi-trajets n'est pas représenté avec le modèle empirique. Cette différence était prévisible puisque comparé au modèle empirique, le modèle à tracé de rayons permet de prendre en compte les phénomènes de réflexion et de diffraction, et de cette manière les puissances reçues par les autres trajets de

manière constructive ou destructive.

De la même façon que précédemment, les cartographies de couverture à 868 MHz sont représentées sur la figure 2.5.

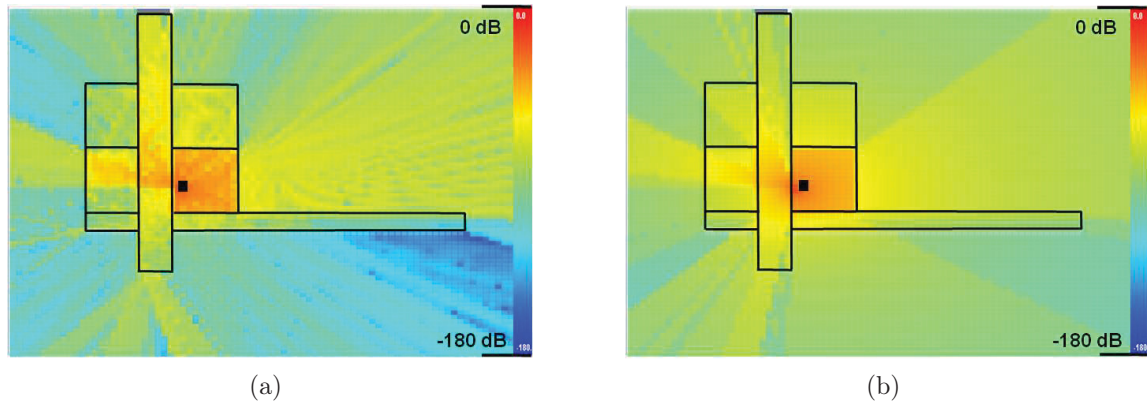


Figure 2.5 : Atténuations à 868 MHz avec le modèle à tracé de rayons (a) ; avec le modèle empirique multi-fréquences (b).

A première vue, nous pouvons constater que la modélisation empirique est moins bonne à cette fréquence qu'à 433 MHz. Néanmoins il est difficile de se faire une idée précise des performances du modèle. A cette fréquence, les différences entre les modèles sont essentiellement visibles à l'extérieur du bâtiment et au nord du couloir principal. La couverture des bureaux est cependant cohérente puisque pour ces distances de transmission, il y a moins de parois à traverser et la contribution du multi-trajets est plus faible. L'écart observé peut s'expliquer par la faible portée de propagation de cette fréquence porteuse. En effet, la portée à 433 MHz étant plus importante, il y a moins de contributions des rayons réfléchis ou diffractés, et ce sont les trajets issus de la réfraction qui apportent généralement le plus de puissance au récepteur. Inversement, à 868 MHz, la contribution des trajets indirects est plus importante mais négligée avec un modèle empirique.

2.3.3 Conclusion

Comme nous l'avons vu précédemment, les modèles de propagation empiriques sont généralement moins précis que les modèles déterministes. Néanmoins, en représentant de façon générale les caractéristiques de propagation dans l'environnement, ce type de modèle présente l'avantage de modéliser les évanouissement lents du canal indoor tout en étant beaucoup plus rapide que les modèles déterministes. Le temps de calcul nécessaire au modèle déterministe, pour estimer les cartographies précédentes est égal à 1h30. En revanche, pour le modèle empirique, le temps de calcul est de l'ordre de la minute. Ceci présente un gain non négligeable, notamment pour planifier rapidement un système sans fil comme un réseau de capteurs. Finalement, le choix du modèle doit donc résulter d'un compromis entre le temps de calcul et la précision souhaitée. Dans le cadre de cette thèse et dans une perspective d'optimisation énergétique de la couche physique, les contraintes de précision l'emportent sur celles du temps de calcul. Nous avons donc retenu le modèle déterministe pour estimer le niveau de puissance

statique. Néanmoins, rappelons que notre modélisation des variations temporelles du canal, décrite plus précisément dans la suite du chapitre, reste indépendante du modèle statique.

2.4 Campagne de mesures

Afin de qualifier l'influence du mouvement de personnes dans un contexte indoor, une campagne de mesures en bande étroite a été réalisée au sein des locaux de la Faculté des Sciences de Poitiers. L'objectif de cette campagne de mesures est de réaliser une base de données expérimentales qui servira à modéliser le comportement statistique des fluctuations du canal radioélectrique lors de la présence de personnes en mouvement à proximité d'un système de communication radio.

2.4.1 Caractéristiques des mesures

Le matériel utilisé pour mener à bien cette campagne de mesures en bande étroite est composé d'un analyseur de réseau vectoriel, d'un PC et enfin de deux antennes quart d'onde. L'analyseur de réseau sert à la fois d'émetteur et de récepteur et permet de mesurer la réponse fréquentielle du canal radioélectrique sur une bande de 6 MHz entre les antennes émettrice et réceptrice. Le PC est quant à lui dédié à la gestion du déclenchement et au stockage des acquisitions (puissances reçues). Les principaux paramètres de mesures sont repertoriés dans le tableau 2.2.

Bandes de fréquence	[430,436] MHz et [865,871] MHz
Pas fréquentiel	30 kHz
Puissance d'émission	0 dBm
Durée d'acquisition	30 à 50 secondes
Pas d'acquisition	100 ms

Tableau 2.2 : Paramètres essentiels de mesures.

2.4.2 Scénarii des mesures

L'environnement où se sont déroulées les mesures est représenté sur les figures 2.6 et 2.7. Il s'agit du niveau zéro du bâtiment SP2MI de la Faculté des Sciences de Poitiers. La configuration choisie pour le placement de l'émetteur et du récepteur (figure 2.6) a pour but de s'approcher d'une configuration typique des installations sans fil dans des bâtiments de type tertiaire, à savoir une station de base localisée dans un couloir et les différentes stations ou capteurs dans les bureaux. Qui plus est, la distance émetteur-récepteur est égale à 10 mètres.

2.4.2.1 Scénario n°1 : "Franchissement du trajet direct"

Dans cette configuration et au début de l'acquisition, les personnes sont localisées en bas des escaliers puis marchent en direction du couloir opposé. De cette manière, ils passent au



Figure 2.6 : Photo de l'environnement vue Est (a) ; Photo de l'environnement vue Ouest (b).

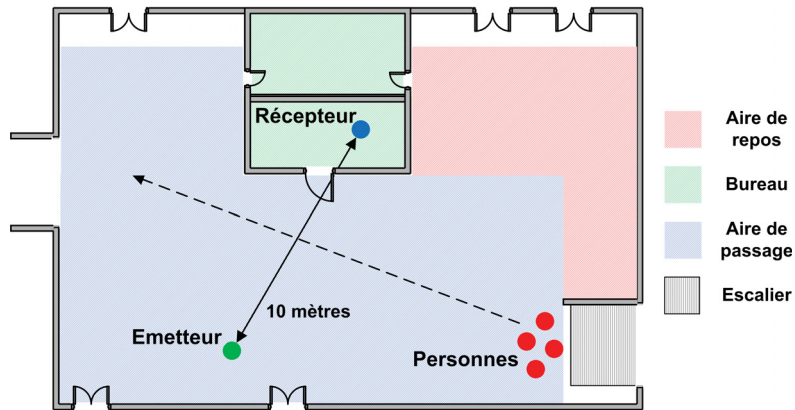


Figure 2.7 : Environnement schématisé.

milieu de la liaison émetteur-récepteur et coupant ainsi le trajet direct. Pour ce scénario, le nombre de personnes varie de 1 à 8.

2.4.2.2 Scénario n°2 : "Mouvements aléatoires"

Pour cette deuxième configuration, les personnes se déplacent de manière aléatoire dans l'environnement en coupant le trajet direct de temps à autre. L'idée ici est de reproduire le comportement le plus réaliste possible du mouvement des personnes dans l'environnement. De cette manière, nous leur avons imposé des zones de déplacement (zones bleues sur la figure 2.7) et des zones de stagnation (zones rouge et verte sur la figure 2.7). Enfin, dans cette configuration, le nombre de personnes varie de 1 à 5.

2.4.3 Analyse des signaux obtenus

Nous proposons dans ce paragraphe de décrire quelques signaux mesurés représentatifs de l'effet des personnes sur les fluctuations du canal de propagation.

2.4.3.1 1 personne coupe le trajet direct à 433 MHz

La figure 2.8 représente l'évolution temporelle de la réponse du canal de propagation à 433 MHz lorsqu'une personne traverse le trajet direct. Elle peut être décomposée en cinq intervalles de temps :

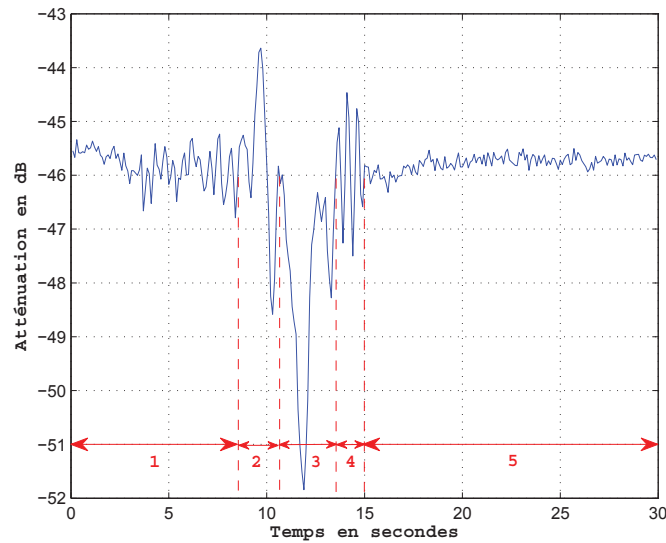


Figure 2.8 : 1 personne coupe le trajet direct à 10 secondes à 433 MHz.

- Durant les intervalles 1 et 5, le signal mesuré correspond à la réponse du canal lorsqu'il n'y a pas d'influence de la personne. Ce sont donc des zones non perturbées où la puissance moyenne reçue est environ égale à -46 dB et qui peut s'expliquer théoriquement par l'affaiblissement en espace libre à une fréquence de 433 MHz.
- Les intervalles 2 et 4 représentent les zones où la personne se trouve très proche du premier ellipsoïde de Fresnel sans pour autant couper le trajet direct. Les fluctuations du canal dans ces intervalles de temps sont plus prononcées et peuvent atteindre jusqu'à 3 dB. Notons qu'à une fréquence de 433 MHz et une distance de 10 mètres, le rayon de l'ellipsoïde est égal à 1,31 mètres.
- Enfin, l'intervalle 3 illustre le masquage complet de la liaison radio causé par le passage de la personne entre les sources d'émission et de réception. Ce masquage provoque dans cette configuration une atténuation de 6 dB. La durée de ce masquage est d'environ deux secondes et elle est liée à la vitesse de déplacement de la personne.

2.4.3.2 1 personne coupe le trajet direct à 868 MHz

La figure 2.9 représente cette fois-ci l'évolution temporelle de la réponse du canal de propagation à 868 MHz lorsqu'une personne traverse le trajet direct. De la même manière que précédemment, le signal peut être décomposé en cinq intervalles de temps.

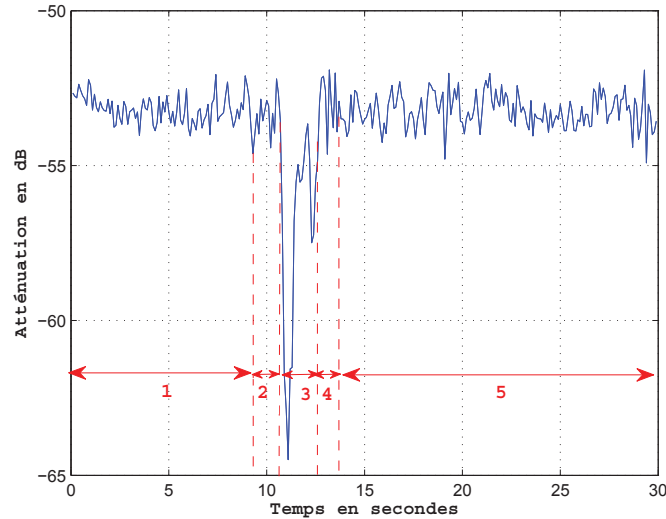


Figure 2.9 : 1 personne coupe le trajet direct à 10 secondes à 868 MHz.

- Comme pour le signal à 433 MHz, on retrouve durant les intervalles de temps 1 et 5, des zones non perturbées par la présence de personnes. La puissance moyenne reçue est environ égale à -53 dB et correspond à l'atténuation supplémentaire liée à l'augmentation de la fréquence (433 à 868 MHz), soit 7 dB au lieu des 6 dB prévus par le modèle de Friis en espace libre.
- Pendant les intervalles de temps 2 et 4, la personne se trouve très proche du premier ellipsoïde de Fresnel (rayon = 92 cm pour une fréquence de 868 MHz et une distance de 10 mètres) mais ne coupe pas encore le trajet direct. On note qu'à cette fréquence, les perturbations présentent beaucoup moins de dynamique qu'à 433 MHz. Ce phénomène s'explique par la grandeur de la longueur d'onde et, par conséquent, par le rayon de l'ellipsoïde de Fresnel qui est moins important. Pour cette raison, les perturbations sont moins prononcées à cette fréquence lorsque la personne se trouve à proximité du trajet direct.
- Enfin, l'intervalle 3 représente l'évanouissement du canal lorsque la personne obstrue le trajet direct. A cette fréquence l'atténuation provoquée est plus importante : elle est environ égale à 11 dB. La vitesse de déplacement de la personne étant sensiblement la même que précédemment, la durée de ce masquage est égale à deux secondes comme à 433 MHz.

2.4.3.3 1 personne effectue des mouvements aléatoires à 433 MHz

Sur la figure 2.10 est représentée la réponse temporelle du canal de propagation à 433 MHz en présence d'un mouvement aléatoire d'une personne dans le voisinage des antennes.

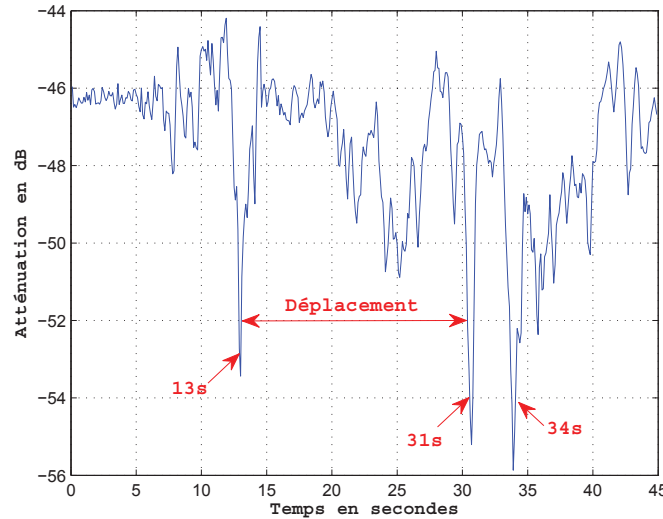


Figure 2.10 : Déplacement aléatoire d'une personne à 433 MHz.

- A la 13^{ème} seconde, la personne se trouve juste devant l'émetteur et provoque ainsi un masquage complet de la liaison ce qui explique l'augmentation brutale de l'atténuation de l'ordre de 6 dB.
- Entre la 13^{ème} et la 29^{ème} seconde, la personne se déplace le long de l'axe émetteur-récepteur à proximité du premier ellipsoïde de Fresnel sans obstruer la liaison. Ce déplacement provoque des variations du canal de propagation qui entraînent des atténuations maximales de 4 dB. Dans cette configuration, on peut considérer le mouvement de la personne comme un masquage partiel de liaison radio.
- A la 31^{ème} seconde, la personne se trouve au centre de la liaison émetteur-récepteur provoquant à nouveau un évanouissement du canal mais cette fois-ci plus important que le premier observé avec un niveau de l'ordre de 9 dB.
- A la 34^{ème} seconde, la personne obstrue le trajet direct mais en se trouvant cette fois-ci proche du récepteur. L'évanouissement est alors plus profond et atteint presque 10 dB.

2.4.3.4 Conclusion sur l'analyse des signaux

L'analyse des signaux mesurés a permis de souligner l'influence du déplacement d'une personne et de sa position par rapport aux extrémités de la liaison sur les variations temporelles du canal de propagation indoor. Le niveau des dégradations observées (entre 3 et 11 dB) est typiquement lié à l'importance du masquage de la liaison radio par la personne en mouvement et à la bande fréquentielle. En d'autres termes, lorsque le masquage de la liaison est partiel, les dégradations observées sont logiquement moins importantes (3 dB à 433 MHz) que lors d'un masquage complet de la liaison (6 dB à 433 MHz). De plus, elles augmentent avec l'augmentation de la fréquence (11 dB pour un masquage complet à 868 MHz). Enfin, le masquage complet de la liaison intervient lorsque la personne en mouvement entre dans le

premier ellipsoïde de Fresnel. Ainsi, pour les bandes de fréquences étudiées, les fluctuations rapides commencent à apparaître lorsque la personne se trouve grossièrement à près d'un mètre de liaison émetteur-récepteur. En dehors, les variations observées sont assez faibles.

2.4.4 Evolution des atténuations en fonction du nombre de personnes

Pour résumer les résultats de mesures observés, nous avons tracé sur la figure 2.11, l'évolution moyenne de la profondeur de l'évanouissement (causé par l'obstruction du trajet direct par une ou plusieurs personnes) en fonction du nombre de personnes et pour les deux bandes de fréquences étudiées.

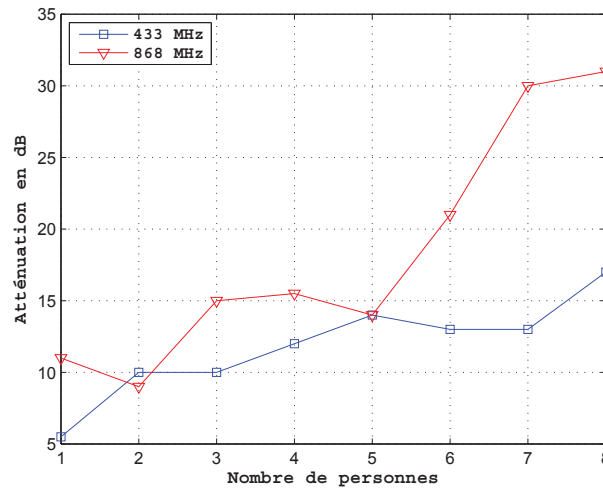


Figure 2.11 : Atténuation moyenne en fonction du nombre de personnes à 433 et 868 MHz.

A 868 MHz, la profondeur de l'évanouissement pour une seule personne est égale à 11 dB contre 31 dB pour 8 personnes. A 433 MHz, les profondeurs des évanouissements sont plus faibles, soit environ 5 dB pour une personne contre 17 dB pour 8 personnes. Si cet indicateur permet de montrer la nécessité de prendre en compte l'effet des personnes sur la modélisation du canal de propagation, il montre également l'intérêt d'une modélisation plus fine. En effet, l'atténuation seule ne suffit pas à exprimer le comportement réel du canal de propagation. Les variations visibles sur le signal temporel ont besoin d'être exprimées. Si ceci est vrai pour des systèmes haut-débit, c'est aussi le cas pour un réseau de capteurs où la transmission d'une information peut complètement être perdue. Dans la suite de ce chapitre, nous proposons donc d'estimer plus précisément le comportement du canal de propagation en utilisant une méthode d'identification statistique.

2.5 Méthode de modélisation statistique et application

2.5.1 Description de la méthode d'identification statistique

L'objectif de la modélisation statistique de l'effet des personnes sur le canal de propagation consiste à établir un modèle de prédiction de l'atténuation à partir des conditions de

transmission (type d'environnement, nombre de personnes en mouvement...). Son principe développé en partie dans [114] et dans [115], puis utilisé dans [116], repose sur l'identification d'une loi de probabilité à partir de données expérimentales. Cette estimation consiste plus précisément à identifier parmi plusieurs lois candidates, celle qui traduit le plus efficacement le comportement statistique des données qui, dans notre cas, correspondent au comportement du canal de propagation.

Le synoptique de la méthode d'estimation utilisée par la suite est représenté sur la figure 2.12. Il décrit la méthode globale d'identification statistique.

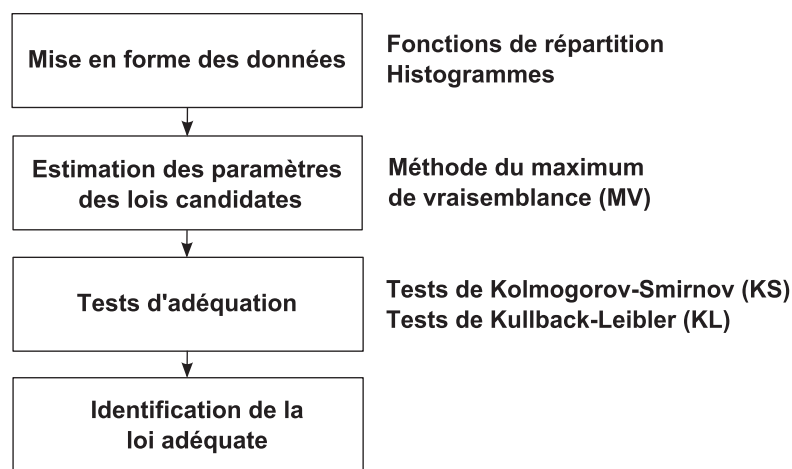


Figure 2.12 : Synoptique de la procédure de modélisation.

Dans un premier temps, il est essentiel de mettre en forme les données mesurées de façon à pouvoir les analyser statistiquement par la suite. Il s'agit donc de les représenter sous la forme de représentations statistiques discrètes, autrement dit sous forme d'une fonction de répartition empirique ou d'un histogramme.

Ensuite, en supposant que ces données suivent une loi de probabilité, il est nécessaire d'estimer les paramètres de chaque loi candidate. Le processus d'estimation statistique retenu repose sur la méthode du maximum de vraisemblance.

Une fois les paramètres de chaque loi candidate estimés, il est nécessaire d'évaluer la qualité de cette estimation. Cette évaluation repose sur une mesure de distance entre la fonction de répartition empirique et chaque fonction de répartition des lois candidates. Dans ce cas précis, la similarité est alors quantifiée par la divergence de Kolmogorov-Smirnov (KS). En revanche, lorsque l'évaluation repose sur une mesure de distance entre l'histogramme des données et les densités de probabilités produites par les différentes lois statistiques, la similarité est quantifiée par la divergence de Kullback-Leibler (KL). Dans le cadre de cette thèse, les deux méthodes d'évaluation (KS et KL) ont été utilisées pour conforter nos estimations. Toutefois dans ce chapitre, seule la méthode de KS est détaillée. Le principe de calcul de la divergence de KL est quant à lui décrit dans l'annexe B.

Chaque étape de la procédure d'identification statistique est décrite précisément dans la suite de chapitre, puis finalement un exemple de son application est proposée.

2.5.2 Représentation sous la forme d'une fonction de répartition

Afin de rendre les données expérimentales exploitables et par la même occasion analyser leur comportement statistique, il est tout d'abord nécessaire d'organiser les données expérimentales sous forme de fonctions de répartition empirique. De cette façon, il sera alors possible d'utiliser le test d'adéquation KS qui permet de valider l'identification statistique.

La fonction de répartition d'une variable aléatoire réelle X associée à une valeur x la probabilité qu'une réalisation de X soit plus petite que x :

$$F(x) = \text{Prob}(X \leq x) \quad (2.10)$$

Dans ce cas, une fonction de répartition empirique $F_n(x)$ est une fonction de répartition $F(x)$ pour laquelle est donnée la probabilité $1/n$ à chacune des n réalisations d'une variable aléatoire. Soit $X_1, \dots, X_n$ des variables indépendantes et identiquement distribuées à valeur dans $\mathbb{R}$ dont la fonction de répartition est $F(x)$, la fonction de répartition empirique $F_n(x)$ est une fonction discrète qui s'écrit :

$$F_n(x) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I(X_i \leq x) \quad (2.11)$$

avec $I(A)$ la fonction indicatrice de l'évènement A .

Si on reprend le signal mesuré lors du passage d'une personne qui coupe le trajet direct de la transmission à 433 MHz, on obtient la fonction de répartition empirique suivante sur la figure 2.13(b) :

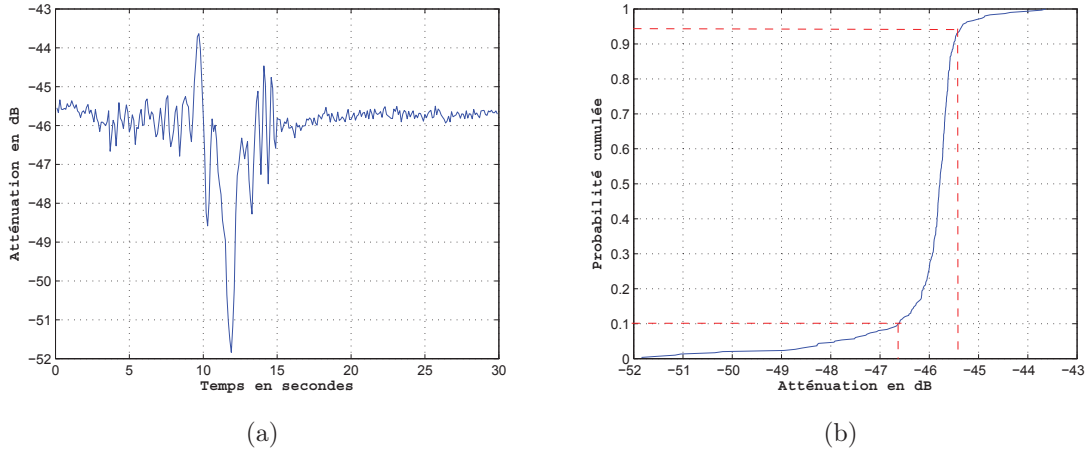


Figure 2.13 : Signal mesuré lorsqu'une personne est en mouvement à 433 MHz (a) ; La fonction de répartition associée (b).

On observe alors 3 intervalles sur la fonction de répartition. Un premier intervalle entre -52 dB et -47 dB qui contient environ 10% des données. Il correspond au masquage complet de la liaison lors du passage de la personne. Un deuxième intervalle qui concentre plus de valeurs, et correspond aux zones non perturbées par la personne. Enfin, un troisième intervalle correspondant aux petites fluctuations autour du signal moyen statique.

2.5.3 Estimation paramétrique des lois candidates

L'estimation a pour but de trouver les valeurs possibles des paramètres des lois candidates de telle manière que leurs densités de probabilité ou leurs fonctions de répartition s'ajustent le mieux possible aux données disponibles.

2.5.3.1 Méthode du maximum de vraisemblance (MV)

L'estimation par la méthode du maximum de vraisemblance (MV) proposée dans [117] est une méthode statistique générale qui permet de calculer les paramètres d'un modèle statistique à partir de données empiriques. Cette méthode est robuste pour la plupart des modèles statistiques et pour différents types de données (continues ou discrètes) [118].

En considérant une variable aléatoire X et en admettant l'hypothèse que X suive une loi discrète A_θ avec un paramétrage θ , il est possible de définir une fonction f telle que :

$$f(x; \theta) = P_\theta(X = x) \quad (2.12)$$

avec $P_\theta(X = x)$ la probabilité discrète.

La fonction de vraisemblance L de θ peut être définie à partir des n observations $(x_1, \dots, x_n)$ distribuées selon la loi A_θ , comme :

$$L(x; \theta) = f(x_1; \theta) \times f(x_2; \theta) \times \dots \times f(x_n; \theta) = \prod_{i=1}^n f(x_i; \theta) \quad (2.13)$$

L'estimateur du maximum de vraisemblance de θ correspond à la valeur de θ qui maximise la fonction de vraisemblance $L(x; \theta)$. Le plus souvent, on a recours à la dérivée de L . Dans ce cas, si L admet un maximum global en un point $\theta = \hat{\theta}$, la dérivée première s'annule en ce point et la dérivée seconde est négative. En pratique, il est souvent plus simple d'utiliser le logarithme naturel pour lequel le produit se transforme en somme, et ensuite chercher la valeur de θ qui annule la dérivée première soit :

$$\frac{\partial \ln L(x; \theta)}{\partial \theta} = 0 \quad (2.14)$$

2.5.3.2 Estimation des paramètres des lois statistiques retenues

Les lois de probabilité retenues pour l'identification statistique du comportement du canal en présence de personnes ont été abordées en début de chapitre. Il s'agit des lois de Rayleigh, Rice, Log-normale, Nakagami et Weibull. Pour les lois de Rayleigh et Log-normale, c'est la méthode du maximum de vraisemblance qui a été utilisée pour estimer les paramètres.

En revanche, la distribution de Nakagami est trop complexe pour être résolue analytiquement. Dans la littérature scientifique, il existe une multitude d'estimateurs pour la loi de Nakagami qui se basent soit sur la méthode des moments, soit sur la méthode du maximum de vraisemblance. Dans [114], l'auteur procède à une comparaison des performances de ces estimateurs. A partir des variables générées, il calcule le paramètre m de la loi de Nakagami avec les estimateurs candidats, puis en répétant la procédure 30 fois, trace l'évolution de l'erreur moyenne quadratique pour comparer les estimateurs. En conclusion de cette étude, c'est l'estimateur de Greenwood-Durant basé sur la méthode du maximum de vraisemblance qui apparaît le plus performant. C'est donc cet estimateur qui est utilisé dans cette thèse.

Tout comme la loi de Nakagami, les vraisemblances des lois de Rice et Weibull sont trop complexes à résoudre analytiquement. Plusieurs travaux [119, 120], proposent de la résoudre numériquement ou asymptotiquement, mais les résultats obtenus pour ces estimateurs sont la plupart du temps biaisés. C'est pourquoi, dans le cadre de cette thèse, nous avons choisi la méthode des moments [121] pour estimer les paramètres de la loi de Rice et l'estimateur du logiciel MATLAB pour la loi de Weibull.

2.5.4 Qualité de l'estimation par la méthode de Kolmogorov-Smirnov (KS)

Après avoir calculé le paramétrage θ de la loi A_θ , il est nécessaire d'évaluer la qualité de l'estimation statistique. Pour cela, les tests d'adéquation également nommés tests d'ajustement permettent de valider l'estimation. En d'autres termes, ils permettent de comparer l'évolution théorique de la loi A_θ avec la présentation statistique de la donnée X . Deux méthodes sont utilisées en tant que test d'adéquation : la méthode de Kolmogorov-Smirnov si la comparaison est effectuée sur les courbes de fonctions de répartition et la méthode de Kullback-Keibler pour comparer l'histogramme de X avec la densité de probabilité théorique de A_θ .

Cette méthode [118, 122] est un test non paramétrique qui permet de déterminer si deux fonctions de répartition sont semblables. Dans cet objectif, une estimation de la distance maximale notée D_{KS} est réalisée entre la fonction de répartition théorique $F(x)$ de A_θ et la fonction de répartition empirique $F_n(x)$ de la donnée X :

$$D_{KS} = \sup_x |F_n(x) - F(x)| \quad (2.15)$$

avec $\sup S$ la borne supérieure de l'ensemble S .

Le choix de la loi de probabilité adéquate parmi les lois candidates est alors réalisé par minimisation de la distance D_{KS} entre la fonction de répartition empirique et les différentes fonctions de répartition théoriques en compétition. Cependant, pour que le test de Kolmogorov-Smirnov soit valide, il faut que la valeur de distance D_{KS} soit inférieure à une valeur critique suivant un seuil de probabilité α . La correspondance entre α et la valeur critique est donnée par un tableau dit de Kolmogorov-Smirnov. En pratique, pour que le résultat soit statistiquement significatif, α est fixé à 5%. En d'autres termes, si la probabilité d'obtenir un faux résultat est inférieure à 5%, le résultat est jugé significatif, et dans ce cas l'estimation statistique du paramétrage θ de la loi candidate est validée par la méthode de Kolmogorov-Smirnov.

Dans la littérature, plusieurs tableaux de valeurs critiques de Kolmogorov-Smirnov existent pour un nombre d'échantillons n inférieur ou égal à 35. Dans le cas où $n > 35$ et pour un seuil $\alpha = 5\%$, la valeur critique est donnée d'après [123] par la relation suivante :

$$D = \frac{1,358}{\sqrt{n}} \quad (2.16)$$

Cependant, lorsque le nombre d'échantillons augmente, la valeur critique diminue conduisant à un test de KS de plus en plus sévère et par la même occasion souvent rejeté. Dans ce cas, il est alors possible d'employer un autre critère appelé "valeur p " [124]. Ce nouveau critère correspond à la probabilité que la distance D_{KS} calculée en chaque point soit inférieure à la valeur critique D . Cette valeur traduit alors la qualité globale du test. Nous supposons ensuite que si :

- $p > 0,5$ la probabilité est excellente.

- $0,3 \leq p < 0,5$ la probabilité est très satisfaisante.
- $0,2 \leq p < 0,3$ la probabilité est satisfaisante.
- $0,1 \leq p < 0,2$ la probabilité est moyenne.
- $p < 0,1$ la probabilité est médiocre.

2.5.5 Exemple d'application de la procédure d'identification statistique

Dans ce paragraphe, nous appliquons la procédure d'identification statistique décrite auparavant, sur le signal mesuré à 433 MHz dans la configuration où une personne effectue des mouvements aléatoires à proximité de la liaison émetteur-récepteur (signal figure 2.10). La mise en forme des données ainsi que les fonctions de répartition des lois candidates (obtenues après estimation des paramètres) sont représentées sur la figure 2.14.

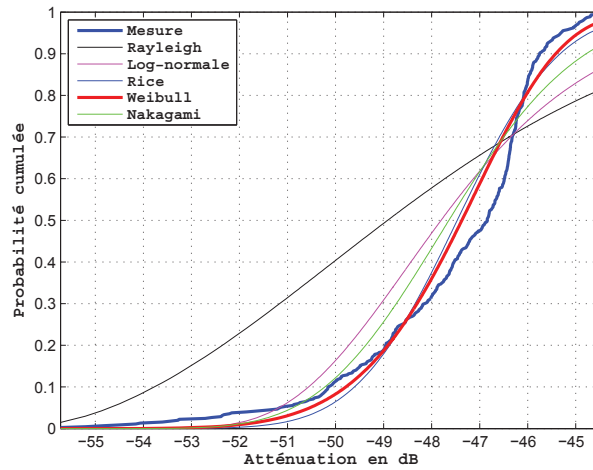


Figure 2.14 : Fonctions de répartition du signal et des lois statistiques candidates.

Visuellement, nous pouvons observer que les lois de Rice et de Weibull sont les lois qui modélisent le mieux le comportement statistique du signal étudié. Néanmoins, le choix entre ces deux lois reste difficile à faire. Nous appliquons alors la méthode de Kolmogorov-Smirnov sur les fonctions de répartition pour déterminer la qualité de notre estimation statistique. Les résultats de ce test sont répertoriés dans le tableau 2.3.

Test	Rayleigh	Log-Normale	Rice	Weibull	Nakagami
D_{KS}	0,3065	0,1555	0,1481	0,1273	0,1506
"Valeur p"	0,1581	0,2940	0,6615	0,7127	0,3987

Tableau 2.3 : Résultats des tests d'adéquation D_{KS} et "valeur p".

A la lecture de ce tableau, il apparaît que la loi de Weibull est la loi statistique qui minimise la divergence KS avec une probabilité excellente ($P > 0.6$). En d'autres termes, la probabilité que la distance KS calculée en chaque point de la fonction de répartition de Weibull soit inférieure à la valeur critique D est égale à 0.71.

2.5.6 Résultats de la modélisation sur l'ensemble des signaux mesurés

Les résultats de la modélisation sont présentés pour le scénario n°1 : "Franchissement du trajet direct" et le scénario n°2 : "Mouvements aléatoires", en fonction du nombre de personnes en mouvement et de la bande de fréquence étudiée.

2.5.6.1 Résultats de la modélisation pour le scénario n°1

Les résultats de l'identification statistique sur les signaux mesurés lors du scénario n°1 aboutissent à une distribution de Weibull quel que soit le nombre de personnes qui coupe le trajet direct. Pour rappel, la distribution de Weibull possède deux paramètres : le paramètre k correspondant à la sévérité des évanouissements et le paramètre d'échelle λ correspondant au niveau moyen du signal. Cependant, ce dernier paramètre n'est pas pris en compte pour notre modélisation car nous avons opté pour un modèle statique pour déterminer le niveau moyen d'atténuation.

La figure 2.15 montre l'évolution du paramètre k de la loi de Weibull obtenu en fonction du nombre de personnes lorsque l'estimation statistique est réalisée sur l'ensemble du signal temporel et sur les deux bandes de fréquence 433 et 868 MHz.

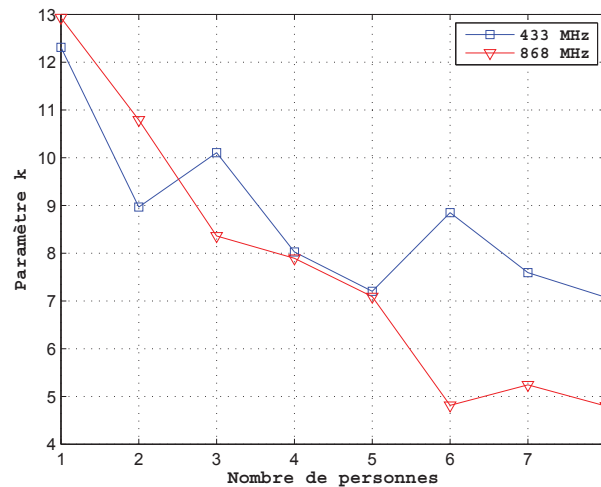


Figure 2.15 : Evolution du paramètre k en fonction du nombre de personnes, à 433 et 868 MHz, avec une estimation statistique réalisée sur le signal mesuré complet.

Tout d'abord, il est intéressant de remarquer que plus le nombre de personnes augmente et plus la profondeur des évanouissements devient importante (paramètre k décroît). On retrouve alors le comportement initial de l'atténuation en fonction du nombre de personnes illustrée sur la figure 2.11. Dans un deuxième temps, nous pouvons observer que le paramètre k est moins important à 868 MHz qu'à 433 MHz. En d'autres termes, l'influence des personnes sur la profondeur des évanouissements est plus importante à 868 MHz qu'à 433 MHz comme prévu théoriquement. Enfin, notons tout de même que l'ordre de grandeur du paramètre k est assez important et que la différence entre les deux fréquences n'est pas flagrante, surtout pour

un nombre de personnes compris entre 3 et 4. Ce phénomène peut s'expliquer par le fait que l'estimation statistique est réalisée sur l'ensemble du signal temporel et non pas seulement sur l'évanouissement occasionné par les personnes en mouvement. De ce fait, la contribution des zones non perturbées du signal (situées avant et après l'évanouissement) peuvent affecter la qualité de la modélisation.

Afin de vérifier la cohérence de notre modélisation, nous proposons de générer une distribution de Weibull avec le paramètre k correspondant au franchissement du trajet direct d'une personne, soit $k = 13$ à 433 MHz. Les résultats obtenus sur la figure 2.16(a) ne correspondent pas à l'évolution réelle de la réponse temporelle mesurée du canal lorsqu'une personne coupe nettement le trajet direct représentée sur la figure 2.16(b).

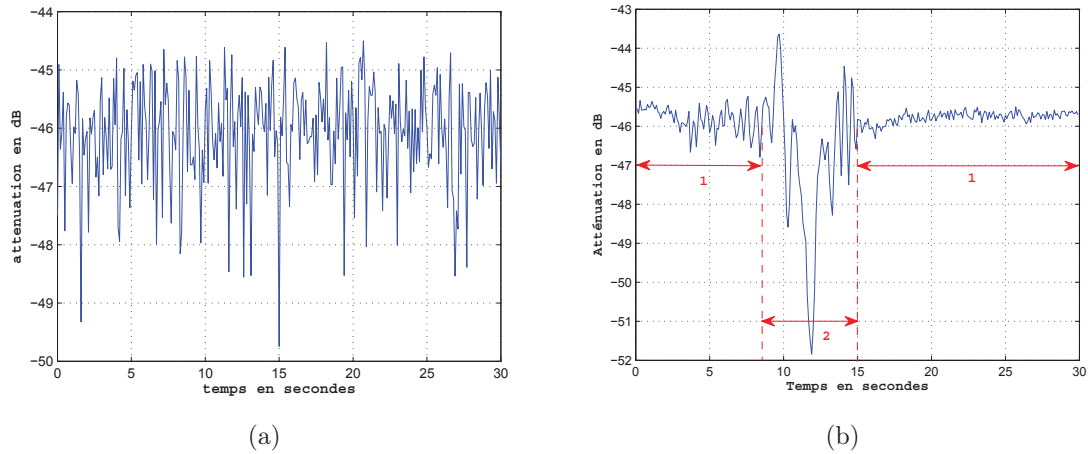


Figure 2.16 : Distribution de Weibull générée avec $k = 13$ (a) ; Réponse temporelle mesurée du canal lorsqu'une personne coupe le trajet direct à une fréquence de 433 MHz (b).

Dans ces conditions, il est nécessaire d'améliorer la modélisation du canal lorsqu'une ou plusieurs personnes coupe(nt) le trajet direct de manière franche (scénario n°1). Dans cet objectif, nous proposons de segmenter le signal initial mesuré en deux parties (figure 2.16(b)), pour ensuite appliquer notre procédure d'estimation statistique indépendamment sur chacune de ces deux parties du signal. Pour ce signal, l'estimation statistique réalisée sur l'évanouissement (intervalle numéro 2 de la figure 2.16(b)) indique que ce dernier peut être modélisé par une loi de Weibull, tandis que l'estimation sur les intervalles notés 1, indique un comportement statistique de Rice. En réalité, la réponse temporelle est donc composée de deux distributions, ce qui explique l'ordre de grandeur du paramètre k déterminée précédemment sur la figure 2.15.

Nous proposons alors d'étendre ce raisonnement sur tous les signaux mesurés lors du scénario n°1. Les résultats sont présentés sur la figure 2.17 et montre l'évolution du paramètre k de la loi de Weibull en fonction du nombre de personnes lorsque l'estimation statistique est réalisée seulement sur l'évanouissement.

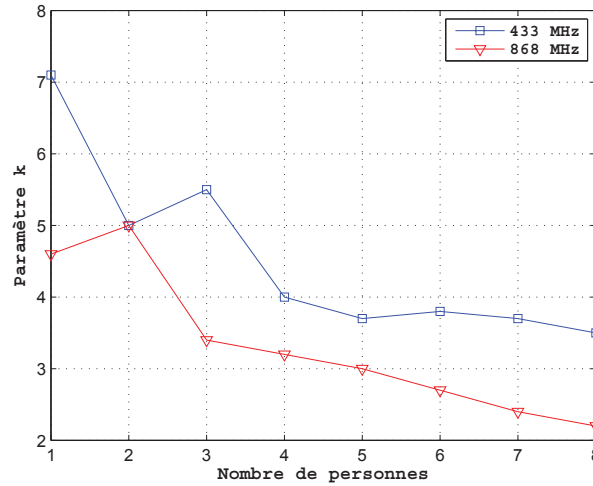


Figure 2.17 : Evolution du paramètre k en fonction du nombre de personnes, à 433 et 868 MHz, avec une estimation statistique réalisée sur l'évanouissement uniquement.

Pour cette estimation, les ordres de grandeur du paramètre k sont plus cohérents avec ceux des atténuations dus aux évanouissements. De même, son évolution traduit mieux la profondeur des évanouissements mesurés par rapport au nombre de personnes coupant le trajet direct. Enfin, à 433 MHz, le paramètre k est plus important qu'à 868 MHz, comme prévu théoriquement et illustré sur les figures 2.18(a) et 2.18(b).

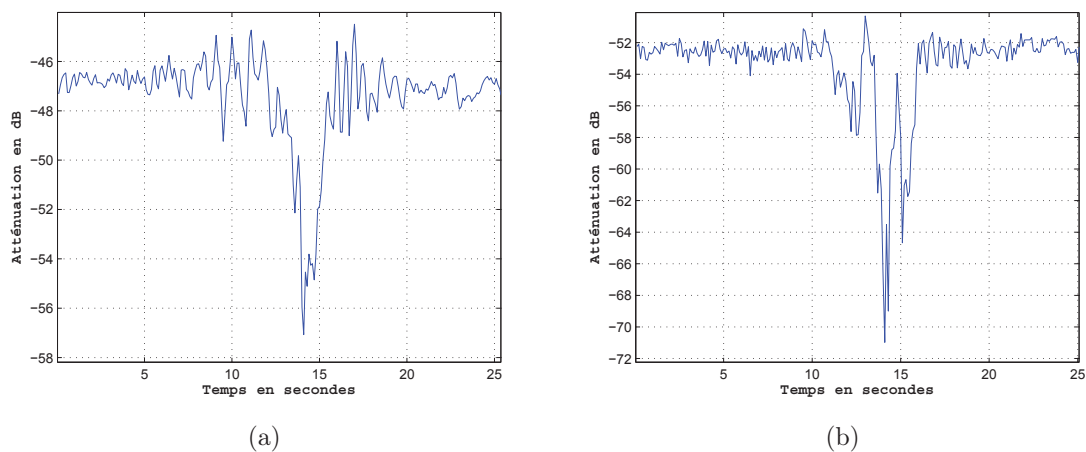


Figure 2.18 : Signal mesuré lorsque le trajet direct est franchi par 4 personnes à 433 MHz (a) et à 868 MHz (b).

2.5.6.2 Résultats de la modélisation pour le scénario n°2

La figure 2.19 montre l'évolution du paramètre k de la loi de Weibull en fonction du nombre de personnes lorsque l'estimation statistique est réalisée à partir des signaux temporels obtenus dans le cas du scénario "mouvements aléatoires".

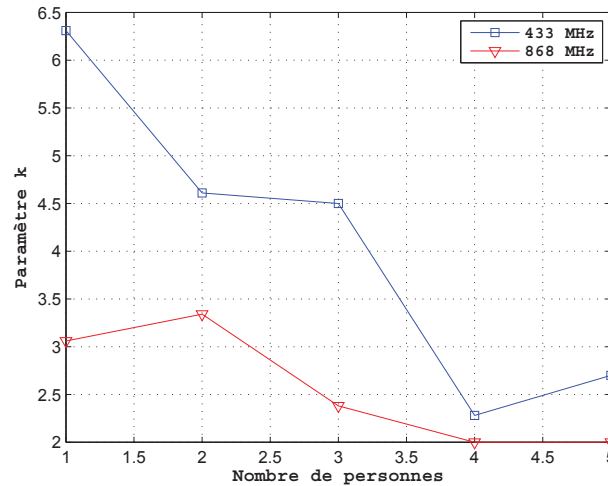


Figure 2.19 : Evolution du paramètre k en fonction du nombre de personnes, pour les bandes 433 et 868 MHz, estimation sur les signaux issus du scénario n°2 "Mouvements aléatoires".

A nouveau dans cette configuration, la distribution de Weibull modélise le mieux le comportement statistique du canal de propagation. Quelle que soit la fréquence de transmission, on observe que l'ordre de grandeur du paramètre k est plus faible qu'auparavant. Cette diminution du paramètre k traduit une augmentation de la profondeur des évanouissements ainsi qu'une dispersion des fluctuations plus importantes. La hiérarchie entre les deux fréquences est respectée. Notons tout de même qu'à partir de 4 personnes et pour une fréquence de 868 MHz, le paramètre k est égal à 2, ce qui signifie que, dans ce cas, la distribution de Weibull peut être assimilée à une distribution de Rayleigh. En d'autres termes, à partir de 4 personnes en mouvement à 868 MHz, la réponse temporelle du canal de propagation tend vers une distribution de Rayleigh. On se trouve alors dans le pire cas de transmission.

2.6 Reconstruction de la réponse temporelle du canal

A ce stade, nous disposons donc d'une modélisation statistique du canal qui tient compte de la présence de personnes en mouvement dans l'environnement. Pour un mouvement de nature aléatoire, la génération d'une distribution de Weibull paramétrée en fonction du nombre de personnes est satisfaisante. En revanche, la nature du mouvement rencontré dans le scénario n°1, nécessite de procéder à une reconstruction temporelle de la réponse du canal et plus particulièrement de l'évanouissement, pour que la modélisation proposée soit satisfaisante. A partir de la nature des mouvements rencontrés dans un environnement, et de la méthode

de reconstruction des évanouissements, nous proposons dans cette partie du chapitre une modélisation temporelle du canal sur 24 heures qui repose sur un processus de Poisson couplé à un diagramme de taux d'occupation.

2.6.1 Reconstruction d'un évanouissement

Comme détaillé dans le paragraphe précédent (section 2.5.6.1), la nature du mouvement rencontré dans le scénario n°1 nécessite de modéliser la réponse temporelle du canal à travers la génération de deux distributions : une distribution de Weibull et une de Rice. La durée du masquage, quant à elle, est toujours fixe puisque la vitesse de déplacement des personnes est toujours la même. Dans ces conditions, elle sera toujours fixée à 2 secondes. Le résultat de la reconstruction proposée dans le cas du franchissement du trajet direct par une personne est illustrée sur la figure 2.20.

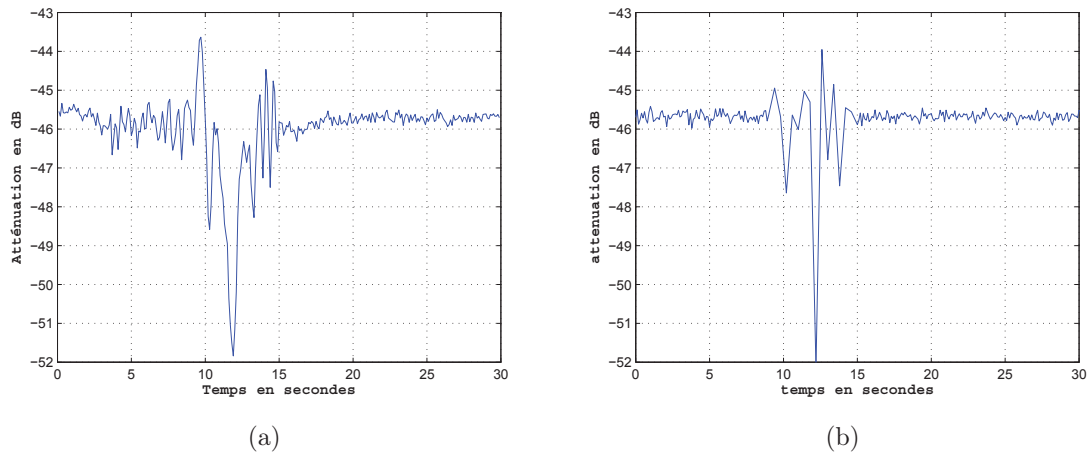


Figure 2.20 : Signal mesuré lorsqu'une personne est en mouvement à 433 MHz (a) ; Signal modélisé statistiquement (b).

Nous remarquons alors que cette méthode de reconstruction permet de générer un signal plus conforme statistiquement au signal mesuré. Nous retrouvons l'évanouissement profond provoqué par le passage de la personne entre les deux antennes avec une atténuation de 52 dB. Cette méthode de reconstruction semble donc convenable pour la suite de notre étude.

2.6.2 Reconstruction temporelle sur 24 heures

Le scénario mis en place pour la modélisation temporelle du canal sur 24 heures consiste à définir la nature du mouvement des personnes (aléatoire ou franchissement du trajet direct) en fonction d'un diagramme de taux d'occupation dédié à un environnement de type bureau. Plus précisément, un processus de Poisson permet de définir les instants d'arrivées des personnes, puis en fonction de la tranche horaire et du taux d'occupation, le comportement temporel du canal pendant 24 heures est modélisé en reconstruisant son évolution sur la base de la méthode présentée précédemment.

2.6.2.1 Processus de Poisson

La réalisation d'un générateur d'arrivées via un processus de Poisson consiste à générer des instants d'arrivées de telle sorte que les périodes de temps entre chaque arrivée suivent une loi exponentielle. Dans ces conditions, les instants d'arrivée notés x doivent suivre la fonction de répartition d'une loi exponentielle :

$$F(x) = 1 - e^{-\mu x} \text{ si } x \geq 0 \quad (2.17)$$

Sachant que cette dernière est définie dans l'intervalle $[0,1]$, l'idée consiste à tirer aléatoirement des $F(x)$ dans cet intervalle. Ensuite, en calculant la fonction de répartition inverse pour chaque valeur tirée aléatoirement, on détermine les instants d'arrivées x tels que :

$$x = \frac{-\ln(1 - F(x))}{\mu} \quad (2.18)$$

2.6.2.2 Taux d'occupation

La figure 2.21 représente le taux d'occupation moyen dans un environnement de type bureau pendant une journée. Ce diagramme est issu de la méthode de calcul développée pour la mise en oeuvre de la nouvelle réglementation thermique 2012 [125].

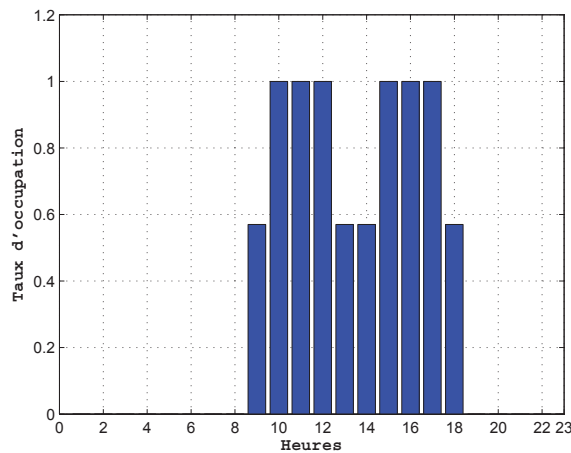


Figure 2.21 : Taux d'occupation dans un environnement de type bureau.

Finalement, le comportement du canal durant 24 heures (86 400 secondes) est modélisé sur 86 400 échantillons en se basant sur une description du canal par tranche horaire en fonction du taux d'occupation :

- Un taux d'occupation égal à 0,57 correspond aux périodes de pointe de la journée, c'est-à-dire les tranches horaires pendant lesquelles le trafic est le plus important. On suppose alors arbitrairement un franchissement du trajet direct toutes les 8 minutes. Le taux d'arrivée du processus de Poisson pendant ces intervalles de temps est donc égal à $\frac{1}{8 \times 60}$. Toutefois, ce paramètre pourra être modifié dans le cas d'un autre environnement où la fréquence d'arrivée est plus ou moins grande. De plus, par rapport aux mesures relevées

lors de la campagne de mesures, la durée du masquage complet provoqué par le passage des personnes est fixée à 2 secondes. Enfin, en supposant que les personnes arrivent par groupe de 2 au maximum, le paramètre k de la loi de Weibull est fixé à $k = 4,5$ pour 868 MHz, et $k = 6$ pour 433 MHz.

- Les créneaux horaires pour lesquels le taux d'occupation est égal à 1 correspondent aux heures de travail, des heures où la mobilité des personnes est censée être moins importante. Pour ces tranches horaires, on considèrera deux scénarii différents pour décrire la nature des mouvements des personnes durant ces intervalles de temps :
 - **Scénario A** : On suppose que les personnes n'obstruent pas le trajet direct à l'intérieur des bureaux quand elles sont assises, mais se déplacent toutes les 15 minutes en provoquant un évanouissement du canal. Dans ces conditions, le taux d'arrivée du processus de Poisson est fixé à $\frac{1}{15 \times 60}$ durant ces intervalles de temps. En revanche, les valeurs de k et la durée du masquage seront identiques à celles utilisées pour un taux d'occupation de 0,57.
 - **Scénario B** : La nature du mouvement des personnes pendant les heures de travail est complètement aléatoire. Dans ce cas, une distribution de Weibull est utilisée en fonction du paramètre k estimé lors du scénario n°2 de la campagne de mesures et en fonction du nombre de personnes considérées en mouvement.
- Enfin, lorsque le taux d'occupation est égal à 0, les bureaux sont considérés vides et il n'y a, par conséquent, pas de perturbations liées aux personnes. Le signal durant ces intervalles de temps est donc généré à l'aide d'une distribution de Rice comme nous l'avons expliqué lors de la segmentation du signal.

2.6.3 Résultats de la reconstruction de la réponse temporelle du canal

Les résultats de la reconstruction du comportement temporel du canal sur 24 heures à 433 MHz sont représentés pour le scénario A sur les figures 2.22 et 2.23.

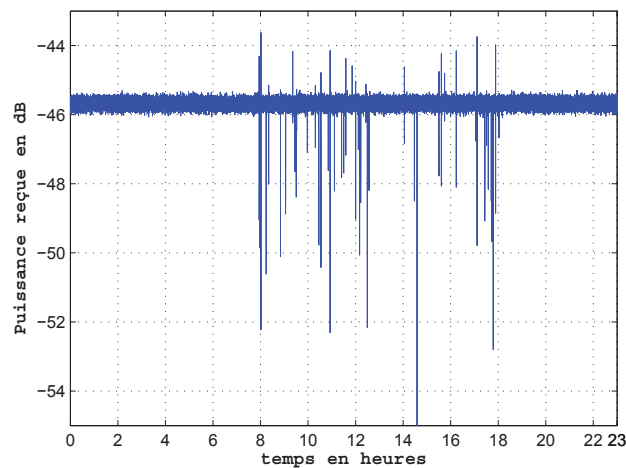


Figure 2.22 : Modélisation du canal sur 24 h pour le scénario A.

En l'absence de personnes en mouvement, l'atténuation moyenne est d'environ 46 dB comme relevé lors de la campagne de mesures. La répartition des évanouissements, quant

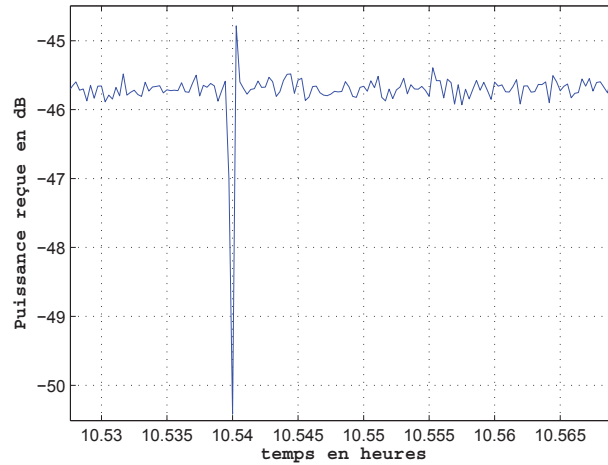


Figure 2.23 : Grossissement de la figure 2.22.

à elle, suit bien un processus de Poisson et leur profondeur est cohérente (cf. figure 2.23). La modélisation du comportement temporel du canal sur 24 heures semble donc convenable. Néanmoins, cette modélisation tient seulement compte du franchissement du trajet direct par une ou plusieurs personnes. Il semble donc important de prendre également en considération les mouvements aléatoires des personnes, notamment lorsqu'elles se déplacent à proximité de l'environnement de transmission.

Les figures 2.24 et 2.25 représentent l'évolution du canal sur 24 heures en considérant cette fois ci le scénario B, c'est-à-dire des mouvements aléatoires (distribution de Weibull simple) lorsque le taux d'occupation est égal à 1. Le reste du temps, on observe des simples coupures aléatoires du trajet direct.

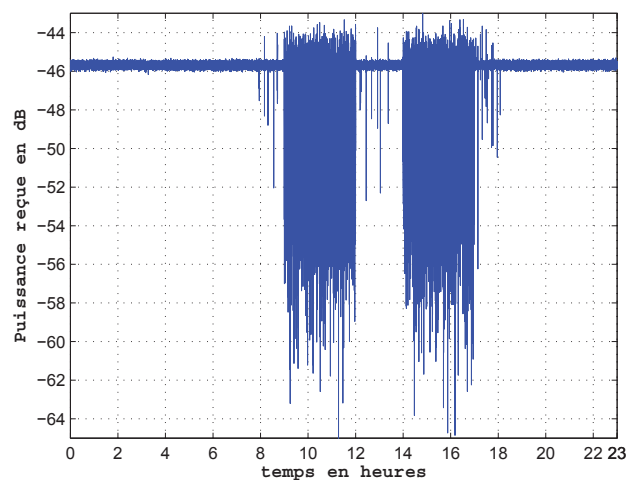


Figure 2.24 : Modélisation du canal sur 24 h pour le scénario B.

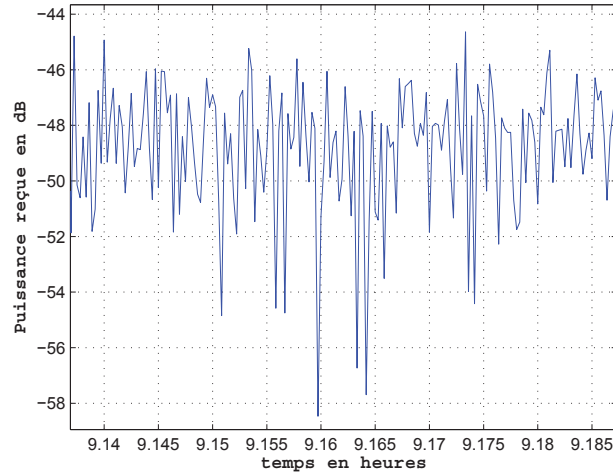


Figure 2.25 : Grossissement de la figure 2.24.

L'activité humaine qui se déroule dans l'environnement pendant les heures de travail provoque des perturbations du canal plus importantes avec des pertes sur la liaison pouvant atteindre 20 dB dans cette configuration.

2.6.4 Conclusion sur la modélisation

A ce stade, nous disposons d'une modélisation du canal sur 24 heures qui tient compte de l'effet des personnes. Cette modélisation est indépendante du modèle statique nécessaire à l'estimation du niveau moyen. Elle est de plus paramétrable suivant le nombre de personnes en mouvement, le taux d'occupation de l'environnement de propagation et le taux d'arrivée des personnes (taux de Poisson). A partir de ce modèle, il est désormais possible d'estimer le taux d'erreur binaire en fonction du scénario considéré pendant les heures de travail (taux d'occupation de 1), du nombre de personnes en mouvement et de la chaîne de transmission numérique.

2.7 Impact du mouvement des personnes sur les erreurs de transmission

L'objectif principal de l'étude suivante consiste à partir du modèle de canal proposé, à estimer très précisément le TEB et, par conséquent, l'effet des personnes sur la qualité des transmissions. Dans cet objectif, nous proposons dans ce paragraphe d'incorporer notre modèle statistique de canal dans une chaîne de transmission numérique typique d'un réseau de capteurs. De cette manière, nous pourrions analyser les conséquences des perturbations dues aux personnes sur les erreurs de transmission.

2.7.1 Estimation du TEB

L'idée retenue pour cette estimation consiste à calculer le TEB moyen sur une journée entière en utilisant la modélisation temporelle du canal décrite dans le paragraphe précédent.

En considérant $s(t)$ le signal émis à la sortie du bloc de transmission et $c(t)$ la réponse temporelle du canal correspondant à l'un des deux modèles reconstruits : "modèle avec scénario A" et "modèle avec scénario B". Le signal reçu $y(t)$ en réception est égale à :

$$y(t) = s(t).c(t) + n(t) \quad (2.19)$$

où $n(t)$ correspond au bruit blanc gaussien modélisant notamment le bruit thermique des composants électroniques.

Cette équation montre bien que le signal reçu est une version distordue du signal émis et que les symboles binaires en réception sont modifiés par les perturbations du canal de transmission. Dans ces conditions, l'estimation du TEB moyen correspond au rapport entre le nombre de bits erronés mesurés à la réception et le nombre de bits total transmis. Dans cet objectif, le débit est fixé à 250 kbps, l'intervalle de transmission des capteurs à 30 secondes et enfin la longueur des trames à 6 octets, avec 2 octets pour le préambule, 2 octets pour le champ de données et 2 octets pour le CRC (voir chapitres suivants pour la justification du choix de ces paramètres).

2.7.2 Impact de la modélisation temporelle

L'objectif de cette première comparaison est de montrer l'impact de la modélisation temporelle et, par conséquent, l'impact du scénario proposé (A ou B) sur l'estimation du TEB. Dans cet objectif, on suppose une seule personne en mouvement. En d'autres termes, pour le "modèle sans mouvement aléatoire" (scénario A), une personne coupe le trajet direct toutes les 8 minutes pendant les heures de pointe et toutes les 15 minutes pendant les heures de travail. En revanche, pour le "modèle avec mouvements aléatoires" (scénario B), une personne coupe le trajet direct toutes les 8 minutes pendant les heures de pointe mais se déplace aléatoirement durant les heures de travail.

Les figures 2.26 et 2.27 montrent l'évolution du TEB respectivement pour le scénario A et le scénario B en fonction du rapport signal sur bruit, de la fréquence étudiée (433 et 868 MHz.) ainsi que pour un canal gaussien et un canal de Rayleigh.

Pour le scénario A, on observe que les courbes de TEB obtenues sont très proches de celle obtenue pour un canal gaussien quel que soit la fréquence. En effet, en s'appuyant sur la réponse temporelle sur 24h du canal (figure 2.22), on s'aperçoit que les évanouissements du canal sont très peu représentatifs par rapport aux zones où le canal n'est pas perturbé. Dans ces conditions, le TEB moyen est principalement affecté par le bruit gaussien.

Pour le scénario B, les résultats obtenus montrent une augmentation plus importante des erreurs de transmission. Cependant, à 433 MHz, le TEB moyen reste très proche du TEB théorique sur un canal gaussien. Ce résultat est logique puisque dans le cas d'un mouvement d'une personne et à cette fréquence, les évanouissements du canal sont moins conséquents. À 868 MHz en revanche, les dégradations du signal sont plus importantes et il paraît déjà important de prendre en considération le mouvement d'une personne dans l'environnement de transmission. Enfin, notons par exemple qu'à cette fréquence, il est nécessaire d'augmenter

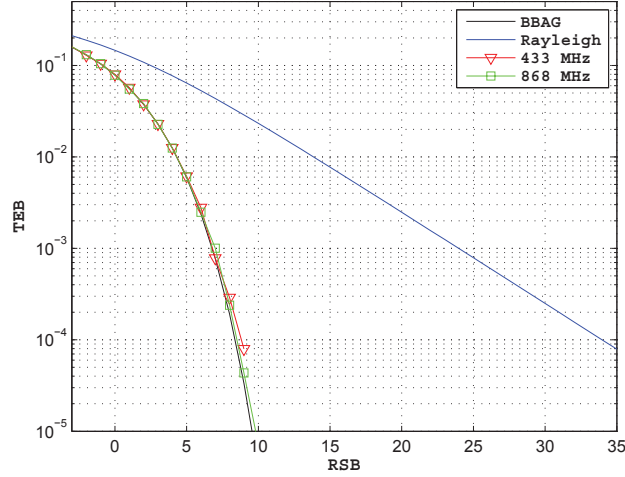


Figure 2.26 : TEB moyen obtenus dans le cas du scénario A.

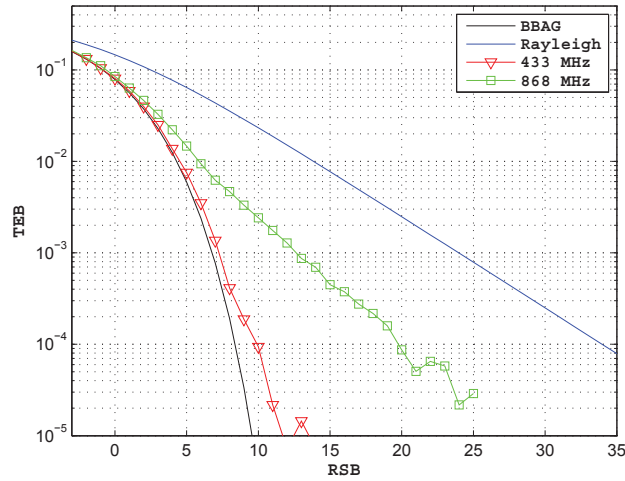


Figure 2.27 : TEB moyen obtenus dans le cas du scénario B.

le rapport signal sur bruit d'au moins 6 dB pour garantir un $TEB = 10^{-3}$ comparé à une transmission à 433 MHz.

2.7.3 Impact du nombre de personnes suivant la fenêtre d'estimation

Le but de cette deuxième comparaison est de montrer l'impact du nombre de personnes en mouvement sur les erreurs de transmission, mais également d'estimer le TEB moyen lorsque l'on considère des transmissions radio uniquement pendant la journée de travail ou bien alors sur une journée entière (24 h). Le scénario retenu est le scénario B. Autrement dit, on suppose des mouvements aléatoires de personnes pendant les heures de travail.

La figure 2.28 représente le TEB moyen obtenu en fonction du nombre de personnes considérées en mouvement dans le cas d'un scénario avec mouvements aléatoires de 24 heures, et la figure 2.29 le TEB moyen pendant les périodes horaires de travail de 9h à 19h.

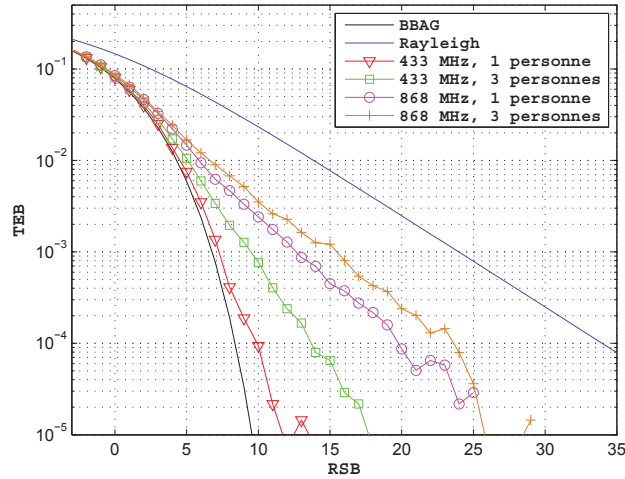


Figure 2.28 : TEB moyen obtenus pour une transmission sur 24 h avec le scénario B.

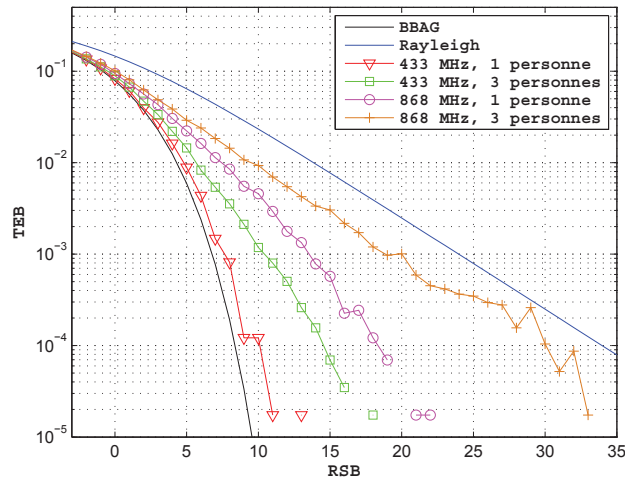


Figure 2.29 : TEB moyen pour une transmission entre 9 h et 19 h avec le scénario B.

Logiquement, on remarque, dans un premier temps, que plus le nombre de personnes en mouvement augmente et plus le canal est dégradé, conduisant à une nette augmentation du TEB moyen. On note par exemple pour une transmission sur 24 heures, qu'il est nécessaire d'augmenter le rapport signal sur bruit entre 2 et 3 dB pour conserver un $\text{TEB} = 10^{-3}$ pour 3 personnes en mouvement comparé à 1 seule personne, ceci quelle que soit la fréquence de transmission. Ensuite, nous observons que les dégradations sont plus importantes à 868 MHz

qu'à 433 MHz. En effet, le rapport signal sur bruit nécessaire à l'obtention d'un $\text{TEB} = 10^{-3}$ est égal à 9 dB à 433 MHz contre 16 dB à 868 MHz, soit un écart de 7 dB.

En modifiant la période d'estimation du TEB (figure 2.29), on observe également que les valeurs du TEB augmentent avec l'augmentation du nombre de personnes en mouvement. Néanmoins, les résultats obtenus à 433 MHz sont à peu près similaires. En d'autres termes, en raison de la faible dégradation du signal à cette fréquence, la fenêtre d'estimation du TEB n'a pas d'influence sur le résultat final. En revanche, à 868 MHz, les évanouissements provoqués par le mouvement des personnes sont plus profonds. Dans ces conditions, le comportement du canal sur une fenêtre de transmission comprise entre 9 h et 19 h est plus dégradant en moyenne que pour une fenêtre de transmission sur 24 heures. La différence entre les fenêtres d'estimation a donc un réel impact sur les TEB obtenus. On remarque par exemple que, pour 3 personnes en mouvement, le rapport signal sur bruit pour obtenir un $\text{TEB} = 10^{-3}$ est égal à 19 dB pour une fenêtre de transmission entre 9 h et 19 h, contre 16 dB pour une fenêtre de 24 heures.

2.8 Conclusion

Après un état de l'art sur les modèles de canaux indoor existants et appropriés pour les réseaux de capteurs, nous avons montré qu'en raison de la nature spécifique des environnements intérieurs de type bureau, il était nécessaire de tenir compte du mouvement des personnes dans la modélisation du canal. Ce type de mouvement représente la seule cause des variations temporelles du canal dans le contexte d'un réseau de capteurs. Par conséquent, elles ne peuvent être négligées a priori pour optimiser l'efficacité énergétique de la couche physique.

Nous avons montré qu'il était difficile d'intégrer l'effet des personnes dans les modèles de canaux déterministes, notamment en raison du manque de maîtrise des phénomènes dus à l'interaction de l'onde électromagnétique avec le corps humain. Notre choix s'est donc porté sur la combinaison d'un modèle statique pour déterminer le niveau moyen de la puissance reçue et d'un modèle statistique pour qualifier les fluctuations à petite échelle du canal engendrées par le mouvement des personnes.

En s'appuyant sur des données expérimentales issues d'une campagne de mesures réalisée pendant la thèse, nous avons mis en place une procédure d'identification statistique afin de modéliser les évanouissements rapides du canal de propagation. L'application de cette procédure d'identification à toutes les configurations étudiées a montré que la loi de Weibull était celle qui modélisait le mieux le comportement stochastique du canal en présence de personnes. Néanmoins, dans le cas d'un franchissement du trajet direct, nous avons estimé que pour représenter le comportement temporel réel du canal, il était nécessaire de segmenter le signal en deux zones et d'appliquer la procédure d'identification statistique sur ces deux zones. La modélisation finale conduit alors à la génération et l'association d'une distribution de Rice pour modéliser les très faibles variations autour du niveau moyen et d'une distribution de Weibull pour les variations causées par l'effet des personnes.

Ensuite, une fois la reconstruction temporelle du canal effectuée et en s'appuyant sur le diagramme de taux d'occupation d'un bureau, nous avons décrit le comportement des personnes à l'intérieur de l'environnement afin de modéliser le comportement temporel du canal pendant 24 heures. Ce scénario a permis de générer un profil de variation de l'atténuation et de réaliser une estimation précise du TEB qui tient compte du nombre de personnes en

mouvement. Les résultats obtenus ont montré que les dégradations du TEB dues au mouvement des personnes étaient moins importantes par rapport à une transmission sur un canal de Rayleigh théorique. De plus, comme prévu théoriquement, nous avons montré que cette dégradation était plus importante à 868 MHz que celle à 433 MHz.

Nous disposons désormais d'une modélisation statistique du canal qui tient compte du mouvement des personnes dans l'environnement de transmission. Ce modèle permettra dans le prochain chapitre d'améliorer l'efficacité énergétique de la couche physique d'un réseau de capteurs en prenant en considération les perturbations réelles du canal de propagation et notamment celles dues aux être humains.

Optimisation énergétique de la couche physique

Sommaire

3.1	Introduction	84
3.2	Modélisation de la consommation	84
3.2.1	Consommation de l'amplificateur de puissance	85
3.2.2	Modèles existants	87
3.2.3	Modèle énergétique retenu	89
3.3	Simulation de transmission et analyse énergétique	94
3.3.1	Principe de l'étude	95
3.3.2	Estimation réaliste du TEB	96
3.3.3	Résultats et analyses	98
3.3.4	Conclusion	104
3.4	Adaptation de la puissance d'émission en fonction de la longueur du message	105
3.4.1	Approche générale	105
3.4.2	Simulation et résultats	106
3.4.3	Impact sur la durée de vie d'un capteur	108
3.4.4	Mise en oeuvre pratique	111
3.4.5	Conclusion	111
3.5	Conclusion	112

3.1 Introduction

Nous avons vu à travers les deux premiers chapitres que la consommation d'énergie représentait une contrainte forte dans les réseaux de capteurs sans fil. Au niveau de la couche physique, la consommation est étroitement liée d'une part à l'architecture matérielle, mais également aux techniques de traitement du signal utilisées pour fiabiliser les communications vis-à-vis des perturbations du canal de propagation. En effet, selon la mise en oeuvre de la chaîne de transmission numérique (puissance d'émission, schéma de modulation, codage canal ...), le TEB peut significativement être affecté, et ensuite impacter les temps de transmission par l'augmentation du nombre de retransmissions. L'efficacité énergétique d'un réseau de capteurs est donc conditionnée avant tout par les performances de la couche physique.

Dans cette optique, ce chapitre de thèse est consacré à l'analyse et l'optimisation énergétique de la couche physique dans les réseaux de capteurs sans fil. Dans un premier temps et à travers la description de modèles existants, nous aborderons les notions de base concernant la modélisation de la consommation énergétique liée à la transmission ou la réception radio. Ensuite, en se basant sur l'amélioration d'un modèle d'énergie existant par un modèle de canal réaliste, nous proposerons une méthode permettant de définir la puissance de transmission minimum nécessaire pour garantir à la fois une qualité de transmission acceptable et une consommation maîtrisée. La puissance de transmission minimum obtenue avec le modèle d'énergie servira ensuite de critère pour évaluer les performances énergétiques de différentes chaînes de transmission. La dernière partie de ce chapitre portera sur une stratégie d'adaptation de la puissance d'émission en fonction des conditions de transmissions et de la longueur du message à transmettre. Nous montrerons notamment l'impact de cette stratégie sur la durée de vie moyenne d'un capteur.

3.2 Modélisation de la consommation

La modélisation de la consommation énergétique d'un capteur sans fil est nécessaire en vue de son optimisation. Il est en effet important de modéliser, dans un premier temps, le comportement et la consommation d'un capteur pour ensuite proposer des stratégies d'amélioration qu'elles soient comportementales, algorithmiques ou encore architecturales.

A travers le premier chapitre, nous avons vu que l'énergie consommée par un capteur était principalement liée à la génération du signal RF. De plus, nous avons également vu que pour un capteur sans fil, l'architecture radio la plus adaptée était l'architecture faible-FI. Ce type d'architecture est généralement composé des blocs fonctionnels illustrés sur la figure 3.1. Son principe consiste à transposer le signal RF en une fréquence intermédiaire très faible de l'ordre de deux ou trois fois la largeur de la bande utile [126, 127]. En émission, après conversion des données numériques par le CNA, le signal analogique est transposé à la fréquence de transmission via un mélangeur de fréquence puis filtré et amplifié par l'amplificateur de puissance (AP). Le processus est inversé en réception : après filtrage, un amplificateur faible bruit (AFB) vient amplifier le signal reçu. Ensuite, un mélangeur vient transposer le signal RF à une fréquence intermédiaire très faible. L'inconvénient de ce mécanisme de transposition de fréquence concerne l'ajout d'un signal non désirable à la fréquence image de la fréquence de transposition. Il est donc nécessaire d'ajouter en fin de chaîne, un filtre de réjection de la fréquence image avec un amplificateur de fréquence intermédiaire (AFI). Le choix de la

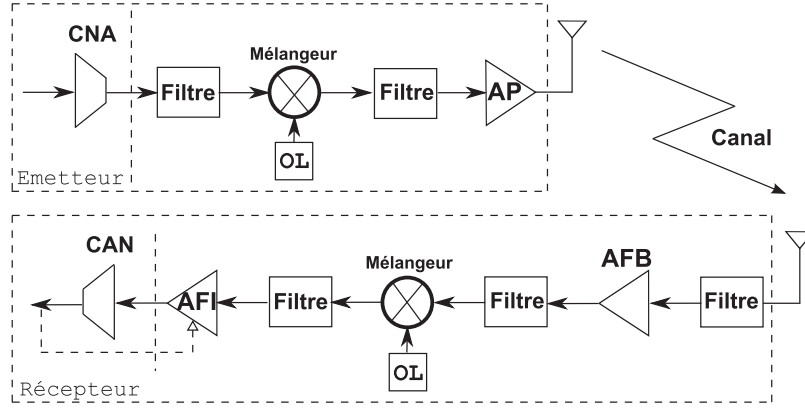


Figure 3.1 : Architecture radio low-IF.

fréquence intermédiaire est important puisqu'il impacte directement les performances de l'architecture et peut influencer fortement les performances de réjection des interféreurs [128]. Il faut donc la choisir assez faible pour que le filtre de réjection puisse correctement rejeter le signal à la fréquence image, mais il faut également la choisir suffisamment élevée pour éviter que des canaux adjacents (ou interféreurs) ne deviennent le signal à traiter.

En conclusion, les architectures radio faible-FI utilisent des procédés de modulation bande étroite qui nécessitent des oscillateurs, mélangeurs, filtres, autrement dit des circuits linéaires qui requièrent des courants de polarisation constants même si le circuit n'émet ou ne reçoit pas. Finalement, on peut, d'une manière générale, diviser la puissance totale consommée en deux composantes principales [16] :

- la puissance consommée par l'amplificateur de puissance P_{amp} ,
- et celle des autres circuits électroniques radios P_C .

3.2.1 Consommation de l'amplificateur de puissance

La puissance consommée par l'amplificateur de puissance P_{amp} représente la part la plus importante dans la consommation énergétique globale d'un capteur. Elle dépend de l'architecture de l'amplificateur mais également de la puissance de transmission P_{out} . Dans ces conditions, elle est généralement approximée selon l'équation suivante :

$$P_{amp} = (1 + \alpha)P_{out} \quad (3.1)$$

où $\alpha = (\xi/\eta) - 1$ avec η le rendement de l'amplificateur de puissance et ξ le facteur de crête (PAR pour Peak-to-Average Ratio) qui dépend de la modulation utilisée et de la taille de constellation associée.

Le rendement η d'un amplificateur de puissance est quant à lui défini comme le rapport entre la puissance du signal de sortie P_{out} et celle de l'amplificateur P_{amp} :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{amp}} = \frac{1}{1 + \alpha} \quad (3.2)$$

En raison de sa caractéristique de non-linéarité, un amplificateur de puissance RF présente un rendement plus élevé pour des niveaux de puissance de sortie importants, mais son

efficacité chute pour des niveaux de puissance faibles. Les courbes d'efficacité en fonction des niveaux de puissance de sortie varient selon les technologies de l'amplificateur. Sur la base des courbes issues de [129] et [130], elles sont la plupart du temps considérées exponentielles. Cette modélisation implique alors que l'efficacité de l'amplificateur de puissance est meilleure pour des puissances de transmission élevées. Or, P_{out} maximum n'est la plupart du temps pas utilisé pour des raisons de consommation énergétique évidentes.

A travers la puissance de transmission P_{out} , il est possible de montrer que la puissance consommée par l'amplificateur de puissance dépend également de la distance de transmission et du TEB ciblé [131]. En considérant en première approximation, que l'atténuation du canal suit une loi carrée et en établissant le bilan de liaison, P_{out} peut être calculé selon l'équation suivante :

$$P_{out} = \frac{E_b}{N_0} . deb \times \frac{(4\pi d)^2}{G_t G_r \lambda^2} M_l N_r \quad (3.3)$$

où E_b/N_0 représente le rapport signal sur bruit requis pour garantir un TEB moyen donné, deb le débit binaire, d la distance de transmission, G_t et G_r les gains d'antennes respectivement à l'émission et à la réception, λ la longueur d'onde de la porteuse, M_l la marge de liaison qui permet de compenser les variations de bruit de fond et d'interférences, N_r la densité spectrale de puissance du bruit total effectif à l'entrée du récepteur, et enfin N_0 la densité de bruit thermique.

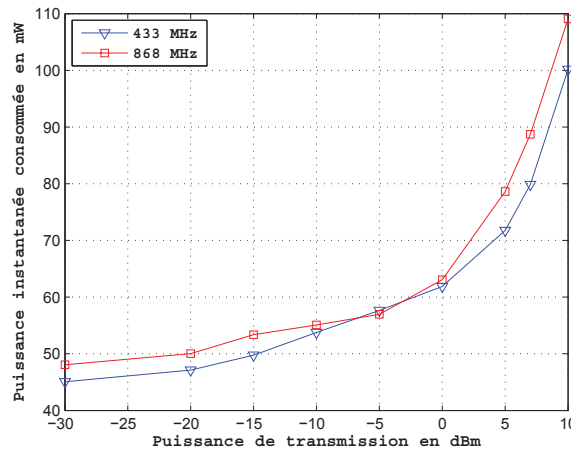


Figure 3.2 : Consommation de la puce radio CC1110 de Texas Instruments en fonction de la puissance d'émission pour les bandes de fréquence 433 et 868 MHz.

La figure 3.2 permet d'illustrer notre propos en montrant l'influence de la puissance d'émission sur la consommation énergétique du composant radio CC1110 de Texas Instruments [32] qui sera utilisé pour réaliser le démonstrateur présenté dans le chapitre 5. On observe alors à une fréquence de 868 MHz, que pour une puissance de transmission maximale de 10 dBm, la consommation instantanée de la puce est environ égale à 110 mW, tandis que pour une puissance de transmission minimum de -30 dBm, elle ne consomme plus que 50 mW. On observe

donc clairement que des gains énergétiques importants peuvent être obtenus, en menant une politique d'adaptation de la puissance de transmission à partir des conditions de transmission.

3.2.2 Modèles existants

Bien que la part de l'amplificateur de puissance soit dominante dans la consommation globale, il est nécessaire de considérer également la consommation des autres circuits électroniques radios. Selon le profil de fonctionnement d'un capteur, les autres éléments consommateurs peuvent avoir une influence non négligeable. C'est pourquoi, dans la littérature, plusieurs modélisations visent à prédire la consommation d'un capteur sans fil selon son architecture électronique et son comportement.

3.2.2.1 Modèle de Shih et al.

Le modèle proposé dans [49] prend en compte toutes les puissances mises en jeu par le processus d'émission soit : $P_C + P_{amp}$, mais également la puissance consommée au démarrage du capteur P_{start} . L'énergie E_{TX} pour transmettre un paquet de l_T bits dépend alors de la longueur du paquet et du temps pour le transmettre, soit plus précisément du débit symbole D_s , du taux de codage R_{code} et bien entendu de la puissance totale consommée pendant la transmission :

$$E_{TX} = T_{start}P_{start} + \frac{l_T}{D_s \cdot R_{code}}(P_C + P_{amp}) \quad (3.4)$$

En réception, le principe reste le même. La puissance consommée au démarrage et liée au réveil du récepteur est égale comme dans le cas d'un émetteur à $T_{start} \cdot P_{start}$. Elle est nécessaire entre autre à l'alimentation de l'amplificateur faible bruit (AFB). L'énergie dépensée pour le décodage dépendra quant à elle des codes correcteurs implémentés au préalable.

Si cette modélisation est précise car elle ne tient pas seulement compte de l'énergie consommée par l'amplificateur de puissance, l'énergie dépensée pour le codage ou le décodage reste complexe à modéliser. Elle dépend du nombre de circuits analogiques et des paramètres du système. En effet, l'énergie requise lors de l'utilisation d'un décodeur de type analogique (décodeur de Viterbi) ou via un algorithme sur microcontrôleur, dépend à la fois de la tension d'alimentation et du temps de décodage par bit.

3.2.2.2 Modèle de Wang et al.

Dans [48], les auteurs ont affiné le modèle précédent en précisant que l'énergie consommée au démarrage d'un capteur est induite essentiellement par le synthétiseur de fréquence. L'objectif initial de cette modélisation est de comparer l'efficacité énergétique des modulations binaires et M -aire. Pour cela, il est supposé qu'au démarrage c'est essentiellement le synthétiseur de fréquence qui est actif consommant une puissance P_{FS} , alors que la puissance consommée par le signal de transmission provient à la fois du synthétiseur de fréquence, du modulateur consommant P_{MOD} et enfin de l'amplificateur de puissance consommant P_{amp} . Dans le cas d'une transmission d'un paquet de l_T bits et d'un débit symbole D_s , on admet alors pour une modulation binaire le modèle énergétique suivant :

$$E_{binaire} = P_{FS} \cdot T_{start} + (P_{MOD} + P_{FS} + P_{amp}) \cdot \frac{l_T}{D_s} \quad (3.5)$$

Dans le cas d'une modulation M -aire (avec M le nombre d'états), on suppose que les consommations de puissance du modulateur et du synthétiseur de fréquence sont augmentées via les facteurs : $\alpha \geq 1, \beta \geq 1$ de telle manière que :

$$E_{M\text{-aire}} = \beta \cdot P_{FS} \cdot T_{start} + (\alpha \cdot P_{MOD} + \beta \cdot P_{FS} + P_{amp}) \cdot \frac{l_T}{D_s \cdot \log_2 M} \quad (3.6)$$

Ce modèle s'avère donc plus précis que le premier. Néanmoins, les facteurs α et β , qui dépendent du type de modulation et de l'architecture électronique associée, sont difficilement quantifiables et limitent l'utilisation de ce modèle.

3.2.2.3 Modèle de Cui et al.

Le modèle utilisé dans [131] est similaire aux deux précédents mais exprime en réalité l'énergie totale consommée pour un bit. Plus précisément, il exprime à la fois l'énergie consommée pour la transmission et la réception d'un bit. Qui plus est, sa définition est plus précise, car elle met en avant toutes les différentes puissances consommées par chaque bloc électronique (cf. figure 3.1).

$$P_C = 2 \cdot P_{mix} + 2 \cdot P_{Syn} + P_{AFB} + P_{Filtres} + P_{AFI} \quad (3.7)$$

P_{mix} correspond à la puissance consommée par le mélangeur de fréquence, P_{Syn} à celle consommée par le synthétiseur de fréquence, P_{AFB} à celle de l'amplificateur faible bruit, $P_{Filtres}$ à celle des différents filtres de la chaîne de communication numérique et enfin P_{AFI} à la puissance consommée par l'amplificateur de fréquence intermédiaire. Au final l'énergie totale pour transmettre et recevoir un bit s'exprime en fonction du débit binaire deb et des puissances consommées par l'amplificateur de puissance P_{amp} et des autres circuits P_C :

$$E_b = \frac{P_{amp} + P_C}{deb} \quad (3.8)$$

3.2.2.4 Conclusion

Les différents modèles décrits sont assez similaires et se distinguent essentiellement par leur niveau de précision. Toutefois, leurs paramètres sont difficiles à identifier sans mesure expérimentale ou l'utilisation de données constructeurs. En réalité, il est donc compliqué de connaître séparément les consommations liées à chaque circuit qui compose la chaîne de transmission radio. De plus, avec ces modèles, le seul moyen de prendre en compte la qualité des transmissions dans le calcul de l'énergie se situe au niveau de la modélisation de la puissance consommée par l'amplificateur de puissance P_{amp} . A travers la définition de la puissance de transmission P_{out} comme dans l'équation 3.3, il est en effet possible de déterminer l'énergie requise pour un TEB moyen ciblé, et ensuite prédire la consommation associée à l'amplificateur de puissance. Cette façon de procéder n'est pourtant pas la plus efficace d'un point de vue énergétique. Nous verrons par la suite qu'en réalité, le choix du TEB ciblé doit lui même résulter d'un compromis entre le nombre de retransmissions et la longueur des paquets/trames à transmettre. Dans un souci d'optimisation cross-layer, il est donc important que le modèle retenu prenne en compte des paramètres provenant aussi bien de la couche physique (SNR, TEB) que de la sous-couche MAC (longueur de trame, retransmissions).

3.2.3 Modèle énergétique retenu

3.2.3.1 Définition du modèle

Le modèle énergétique proposé dans [132] est le modèle retenu dans la suite de ce manuscrit. Il permet d'exprimer l'énergie E_b consommée pour transmettre un bit avec succès :

$$E_b = \frac{P}{deb(1 - TEB)^{l_T}} \quad (3.9)$$

où $P = P_{amp} + P_C$ représente la puissance totale consommée, deb le débit binaire, l_T la longueur d'une trame et enfin TEB le taux d'erreur binaire.

En exprimant l'énergie par bit transmis avec succès en fonction du TEB, ce modèle permet de prendre en compte les performances de tous les éléments de la chaîne de transmission numérique (modulation, codes correcteurs d'erreurs ...) vis-à-vis du canal de propagation. De plus, il permet également de tenir compte du coût énergétique associé aux éventuelles retransmissions de paquets/trames. En effet, si on reprend la démonstration faite dans [133] pour la construction du modèle et sachant qu'une retransmission est nécessaire lorsqu'une trame présente au moins une erreur, il est possible de mettre en évidence le coût énergétique associé aux retransmissions en exprimant la probabilité d'erreur par trame (TET) qui dépend à la fois de la longueur de la trame l_T et du TEB :

$$TET = 1 - \text{prob}(\text{erreur} = 0) = 1 - (1 - TEB)^{l_T} \quad (3.10)$$

De plus, nous savons que le temps idéal pour transmettre une trame correspond à une transmission réussie dès la première tentative. Il dépend donc à la fois de la longueur de la trame et du débit binaire deb :

$$T_{ideal} = \frac{l_T}{deb} \quad (3.11)$$

Le temps réel de transmission doit en réalité tenir compte du temps additionnel lié aux retransmissions. Il dépend donc du TET et peut s'exprimer selon l'équation 3.12.

$$T_{reel} = T_{ideal} + TET \cdot T_{ideal} + TET^2 \cdot T_{ideal} + \dots = T_{ideal} + \sum_{i=0}^{\infty} TET^i \quad (3.12)$$

Il s'agit donc d'une série entière géométrique qui converge puisque $|TET| \leq 1$. Il est donc possible de l'approximer selon l'équation suivante :

$$T_{reel} = \frac{T_{ideal}}{1 - TET} \quad (3.13)$$

Finalement, le temps réel de transmission dépend de la longueur de trame l_T , du débit de données deb et enfin du TEB. A partir de l'équation 3.10 on obtient donc :

$$T_{reel} = \frac{l_T}{deb(1 - TEB)^{l_T}} \quad (3.14)$$

L'énergie par bit transmis avec succès peut alors s'exprimer finalement par :

$$E_b = \frac{P \cdot T_{reel}}{l_T} = \frac{P}{deb(1 - TEB)^{l_T}} \quad (3.15)$$

A partir de cette démonstration, il apparaît donc clairement qu'à travers le TEB, ce modèle permet de prendre en compte à la fois la qualité des transmissions mais également l'énergie consommée par d'éventuelles retransmissions.

3.2.3.2 Analyse paramétrique du modèle

Afin de comprendre de quelle manière les paramètres interagissent sur la consommation d'énergie, nous proposons dans ce paragraphe d'étudier indépendamment l'influence de la puissance de transmission, de la longueur de trame et du débit binaire.

3.2.3.2.1 Influence de la puissance de transmission

Tout d'abord, nous cherchons à observer l'influence de la puissance de transmission. Pour cela, nous la faisons varier suivant les limites technologiques du chip radio CC1110 de Texas Instruments [32] entre -30 et 10 dBm, puis nous traçons, sur la figure 3.3, l'évolution de l'énergie par bit transmis avec succès à une fréquence de 433 MHz pour une distance de 20 mètres, une puissance du bruit égale à -105 dBm, un débit égal à 250 kbps, une longueur de trame de 80 bits et une modulation ASK.

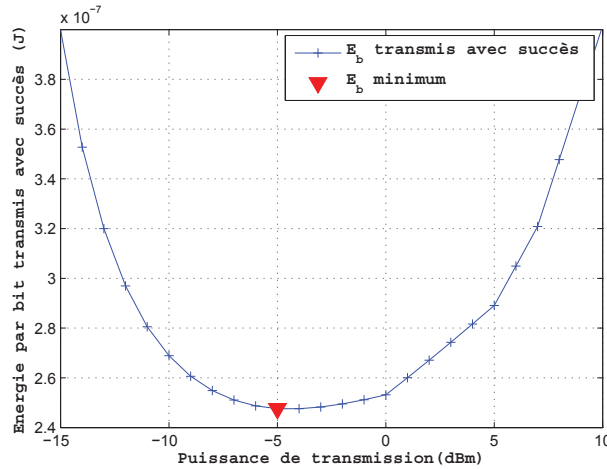


Figure 3.3 : Energie par bit transmis avec succès en fonction de la puissance d'émission.

D'une manière globale, on observe que l'énergie nécessaire pour transmettre un bit correctement n'est pas strictement monotone et présente un point de fonctionnement optimal. Pour des puissances d'émission faibles (entre -15 et -5 dBm), l'énergie par bit décroît. Dans cette zone, la probabilité de retransmission est importante et le coût énergétique associé est principalement dû à l'augmentation des durées de transmission. Pour des puissances d'émission plus importantes (entre -5 et 10 dBm), l'énergie par bit augmente. Dans cette zone, l'amplificateur de puissance doit délivrer plus de puissance et impacte donc l'énergie nécessaire pour transmettre un bit. Dans ces conditions, la puissance d'émission optimale se situe au minimum de la courbe (triangle rouge sur la figure 3.3) et permet de trouver le bon compromis entre le nombre de retransmissions et la consommation de l'amplificateur de puissance. De

cette manière, le critère énergétique retenu n'est plus seulement fondé sur le TEB, mais sur un compromis entre tous les paramètres de transmission : débit, longueur de trame, TEB et puissances consommées.

3.2.3.2.2 Influence de la longueur de trame

Nous nous intéressons désormais à l'influence de la longueur de trame sur la consommation d'un capteur. Dans cette optique, nous traçons, sur la figure 3.4, l'évolution de l'énergie par bit transmis avec succès en fonction de la puissance de transmission et la longueur de trame. Ce réseau de courbes est obtenu avec les mêmes paramètres de transmission que précédemment, mais pour différentes longueurs de trame. Ces longueurs de trame ont été choisies en s'inspirant du standard IEEE 802.15.4 [134] qui spécifie une longueur de trame de 90 bits pour un accusé de réception (ACK) et une longueur maximale de 1000 bits pour une trame de données. Sur la figure 3.4, chaque courbe représente donc l'évolution de l'énergie par bit pour une longueur de trame particulière (90 à 1000 bits).

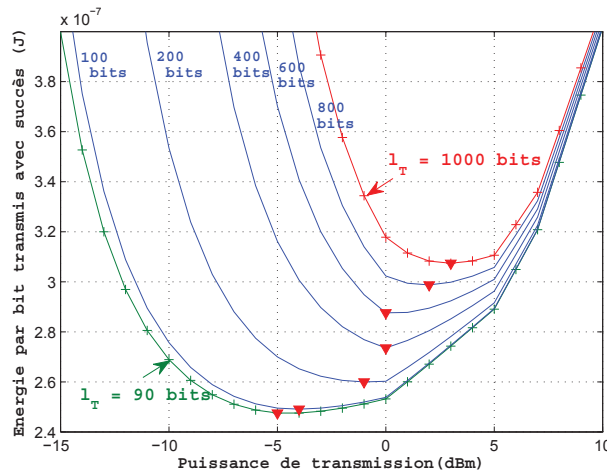


Figure 3.4 : Energie par bit transmis avec succès en fonction de la puissance d'émission et de la longueur de la trame.

On observe alors que toutes les courbes obtenues présentent la même évolution en fonction de la puissance d'émission. De plus, elles présentent toutes un minimum qui comme expliqué précédemment, permet de déterminer la puissance d'émission optimale de façon à obtenir l'énergie par bit minimum (triangles rouges sur chaque courbe). La courbe verte représente l'évolution de l'énergie par bit pour une longueur de trame égale à 90 bits. Dans cette configuration, la puissance d'émission optimale est d'après le minimum de la courbe égale à -5 dBm. La courbe rouge représente l'énergie par bit pour une longueur de trame de 1000 bits, et dans ce cas, la puissance d'émission optimale est égale à 3 dBm.

La figure 3.5 est déduite des triangles rouges de la figure 3.4. Elle permet d'illustrer l'évolution de l'énergie par bit minimum en fonction de la longueur de trame. On observe alors clairement que l'augmentation de l'énergie par bit minimum est liée à celle des longueurs de trame. Ce comportement s'explique théoriquement par l'équation 3.10, qui montre que l'aug-

mentation de la longueur de trame impacte la probabilité d'erreur par trame (TET) et donc au final l'énergie par bit minimum.

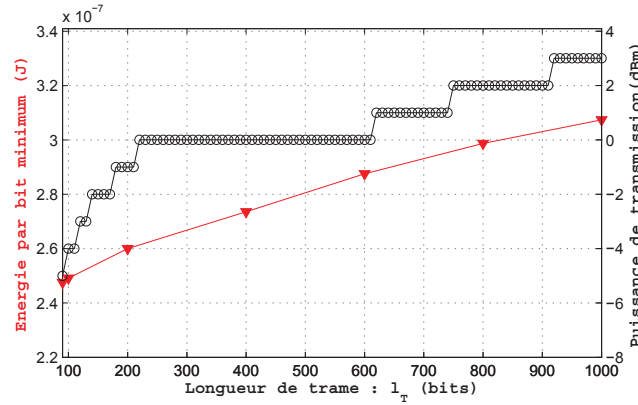


Figure 3.5 : Energie par bit et puissance de transmission minimum en fonction de la longueur de trame.

Sur cette même figure, nous avons tracé la puissance d'émission associée à l'obtention d'une énergie par bit minimum (courbe noire). A travers cette illustration, nous montrons, une nouvelle fois, que l'énergie par bit n'est pas seulement liée à la puissance de transmission mais également aux retransmissions associées au TEB et à la longueur de trame. On observe ainsi que même si la puissance d'émission optimale est la même pour deux longueurs de trames différentes, l'énergie consommée pour transmettre un bit correctement est quant à elle différente puisqu'elle est affectée par les retransmissions.

Finalement, nous voyons à travers ces illustrations qu'une stratégie d'adaptation de la puissance d'émission suivant la longueur de trame semble être une stratégie efficace pour diminuer significativement la consommation d'énergie.

3.2.3.2.3 Influence du débit binaire

Le dernier paramètre étudié, qui peut affecter la consommation d'un capteur, concerne le débit binaire. Pour illustrer son influence, nous gardons les mêmes paramètres de transmission que précédemment et faisons varier le débit entre 1,2 kbps et 500 kbps en s'inspirant des possibilités technologiques du CC1110. L'évolution de l'énergie par bit transmis avec succès en fonction de la puissance d'émission et du débit est tracée sur la figure 3.6.

Si on observe que le débit impacte le niveau de l'énergie par bit, on remarque en revanche, qu'il n'affecte pas le point de fonctionnement optimal. On observe en effet que quel que soit le débit, la puissance de transmission optimale est égale à 3 dBm dans cette configuration. En d'autres termes, l'augmentation du débit permet de diminuer les temps de transmission (et donc l'énergie par bit), mais n'affecte pas le choix de la puissance de transmission optimale.

Ce comportement est également observé sur la figure 3.7 qui illustre l'évolution de l'énergie par bit minimum en fonction de la longueur de trame et du débit.

Comme précédemment, on observe que l'énergie par bit minimum augmente lorsque la longueur des trames augmente (lecture horizontale des courbes), et qu'elle diminue quand le

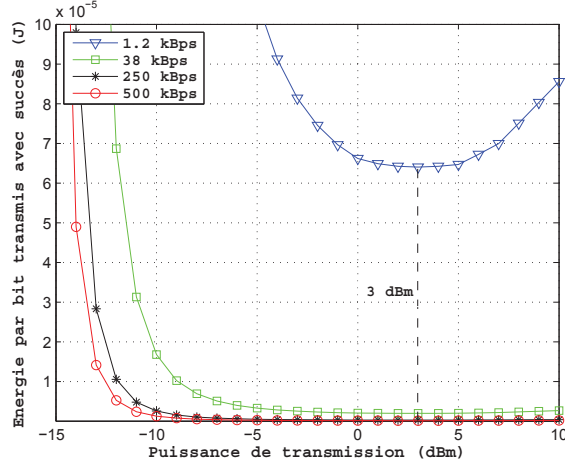
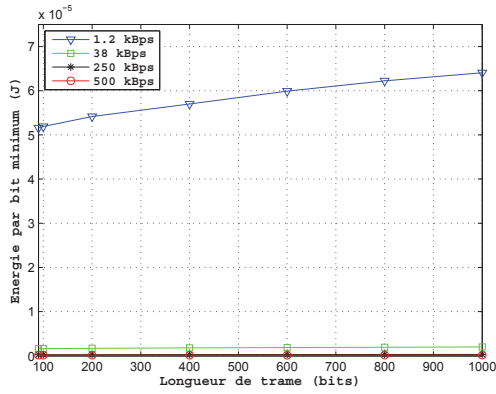
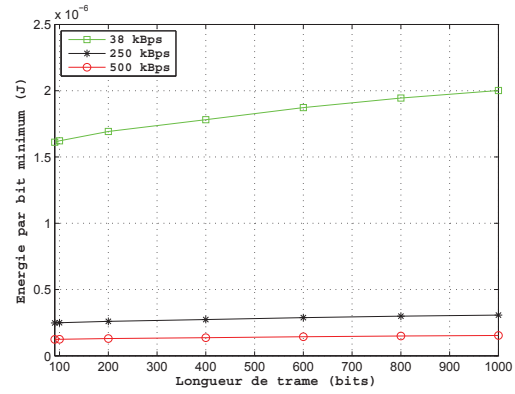


Figure 3.6 : Energie par bit en fonction du débit et de la puissance de transmission.



(a)



(b)

Figure 3.7 : Energie par bit minimum pour transmettre un bit correctement en fonction du débit et de la longueur de trame (a) ; Grossissement (b).

débit augmente (lecture verticale des courbes). Plus précisément, si le débit augmente, alors le temps pour transmettre un bit $T_b = 1/deb$ diminue. Dans ces conditions, l'énergie pour transmettre un bit diminue également : $E_b = P.T_b$. L'énergie par bit E_b diminue donc parce que le temps binaire T_b diminue. En revanche, contrairement à l'influence de la puissance d'émission (figure 3.2), la consommation instantanée n'est pas affectée avec le débit. Au final, l'adaptation du débit à la longueur de trame ne présente pas d'intérêt, les meilleures performances étant obtenues avec le débit maximum possible.

3.2.3.3 Conclusion

Le modèle d'énergie retenu est intéressant, d'une part, puisqu'il permet d'analyser et comprendre l'interdépendance des paramètres de transmission sur la consommation de la partie

radio d'un capteur sans fil, et, d'autre part, car il permet de déterminer le meilleur compromis entre la robustesse et l'efficacité énergétique des communications radios. L'analyse paramétrique de ce modèle nous a aussi permis d'illustrer de différentes manières comment diminuer la consommation globale (figure 3.8).

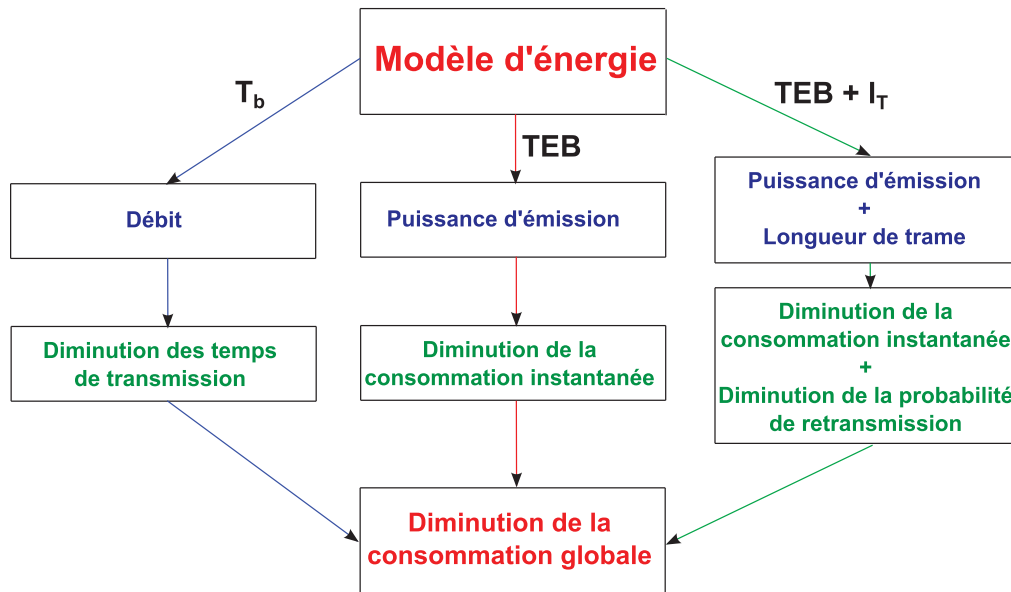


Figure 3.8 : Méthodes de réduction de la consommation globale.

Pour résumer, nous retenons trois façons de réduire significativement la consommation globale d'un capteur sans fil. Tout d'abord, nous avons vu que l'adaptation de la puissance de transmission en fonction des conditions de transmission (TEB , débit, longueur de trames) était un moyen pertinent de réduire la consommation de puissance instantanée et conduisait à diminuer l'énergie nécessaire pour transmettre un bit correctement. Ensuite, en faisant varier la longueur des trames, nous avons montré que l'adaptation de la puissance de transmission en fonction de ces longueurs permettait également de diminuer la consommation globale en diminuant à la fois la consommation de puissance instantanée, mais également la probabilité de retransmission. Finalement, l'augmentation du débit permet de diminuer la consommation globale en réduisant les temps de transmission.

3.3 Simulation de transmission et analyse énergétique

A partir du modèle d'énergie décrit précédemment, nous proposons dans cette partie du chapitre, d'effectuer une analyse énergétique de différentes couches physiques adaptées pour les réseaux de capteurs sans fil. Le critère d'efficacité retenu reposera sur la capacité de la couche physique à réduire la puissance de transmission d'un capteur, et devra permettre au final de spécifier une couche physique à la fois robuste et efficace énergétiquement pour l'application visée. Par la suite, nous augmenterons le niveau de définition du canal de propagation pour affiner notre optimisation. Nous utiliserons pour cela, le modèle développé dans le deuxième chapitre qui tient compte de l'effet des personnes sur la qualité de transmission.

3.3.1 Principe de l'étude

L'approche retenue pour analyser et optimiser les performances énergétiques de la couche physique est représentée par le synoptique de la figure 3.9. Plus précisément, cette approche consiste tout d'abord à reconstruire la chaîne de transmission d'un réseau de capteurs sans fil à partir des paramètres d'entrée de la couche physique (bande de fréquence, modèle de propagation, modulation, codage canal). A partir de cette chaîne de transmission, d'une modélisation réaliste du canal de propagation et pour un environnement de propagation donné, nous estimons les TEB associés à chaque position des capteurs dans l'environnement. Le modèle d'énergie retenu est ensuite appliqué pour chaque capteur afin de déterminer la puissance d'émission optimale en fonction du TEB, de la longueur des trames et du taux de retransmission. La puissance d'émission obtenue sert ensuite de critère d'évaluation afin de trouver la configuration de la couche physique la plus efficace d'un point de vue énergétique. C'est à dire, la chaîne de transmission la plus adaptée selon les conditions de transmission et qui permet de garantir le meilleur compromis entre l'efficacité énergétique et la robustesse des transmissions.

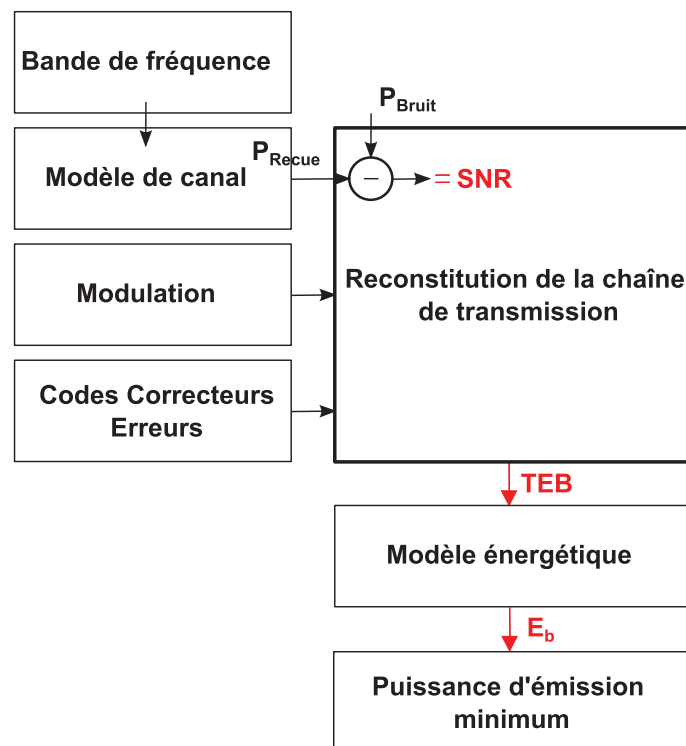


Figure 3.9 : Méthode d'analyse et d'optimisation de la couche physique.

3.3.2 Estimation réaliste du TEB

3.3.2.1 Chaînes de transmission

Les différents blocs fonctionnels présents dans les chaînes de transmission étudiées sont issus de la puce radio sélectionnée pour le prototypage de l'application visée (CC1110) [32]. Les modulations utilisées sont donc binaires et le codage canal optionnel. La chaîne de transmission complète est illustrée sur la figure 3.10 :

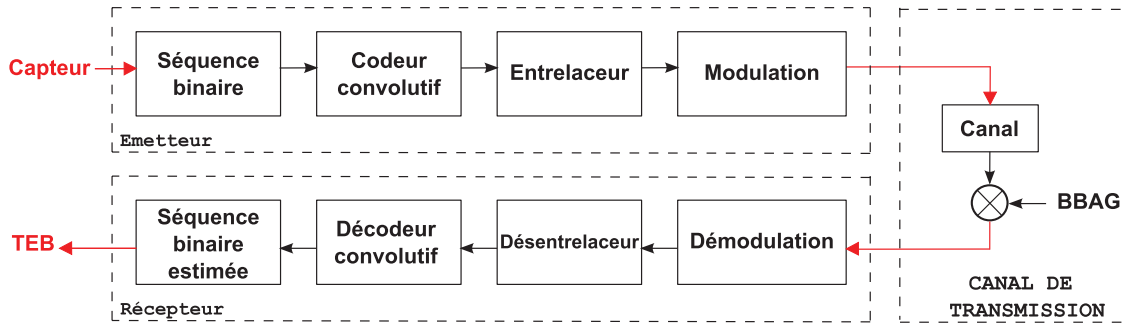


Figure 3.10 : Chaîne de transmission modélisée.

Cette chaîne de transmission est composée de 3 blocs principaux :

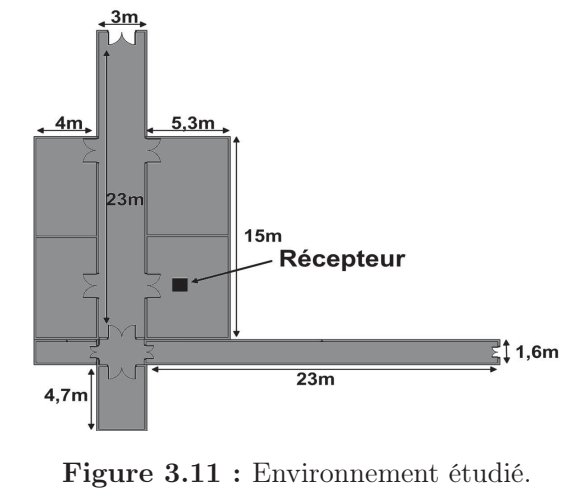
- Un bloc de transmission contenant lui-même divers éléments : l'information à transmettre en utilisant différentes modulations (ASK, FSK, MSK) ; un codeur convolutif optionnel ; un entrelaceur optionnel (lignes - colonnes) qui permet de répartir les erreurs introduites par le canal de propagation sur la séquence binaire entière afin d'éviter les paquets d'erreur et faciliter la correction des erreurs en réception par le décodeur convolutif.
- Un bloc correspondant au canal de transmission.
- Et enfin un bloc de réception contenant réciproquement les mêmes éléments que le bloc de transmission pour décoder le message binaire.

3.3.2.2 Configurations des simulations

L'environnement indoor choisi pour l'étude est illustré sur la figure 3.11. Il s'agit un bâtiment de type tertiaire constitué de quatre bureaux et deux couloirs. L'architecture retenue pour la simulation des liens radio est une architecture centralisée où le noeud central sert de collecteur de données des capteurs. Il est situé dans un des bureaux. L'étude consiste tout d'abord à simuler la transmission entre le noeud central et plusieurs récepteurs localisés sur une grille régulière tous les 0,5 mètres le long de la scène, puis ensuite de déterminer la puissance d'émission minimum qui garantit un $TEB \leq 10^{-3}$. Dans cet objectif, les paramètres de simulation, répertoriés dans le tableau 3.1, sont conditionnés par les contraintes de l'application visée et les possibilités technologiques du CC1110.

L'étude paramétrique nécessaire pour déterminer la configuration optimale de la couche physique nous conduit à mener notre étude dans les configurations de simulation suivantes :

- sur les deux bandes de fréquence ISM : 433 et 868 MHz,



Débit	250 kBps
Longueur de trame	80 bits
Puissance du bruit	-105 dBm
Antennes	quart d'onde

Tableau 3.1 : Paramètres de simulation.

Figure 3.11 : Environnement étudié.

- avec les trois modulations implémentées par le CC1110 : ASK, FSK et MSK,
 - et enfin, avec la présence ou non d'un codeur convolutif de rendement 1/2 couplé à un entrelaceur.
- De plus, la modélisation statistique du canal proposée dans le chapitre 2 permet d'adapter les conditions de transmission en fonction du nombre de personnes en mouvement dans l'environnement :
- Une distribution de Rayleigh permet de modéliser le pire cas de transmission soit l'équivalent d'au moins 4 personnes en mouvement dans l'environnement.
 - Et la modélisation temporelle sur 24 heures permet d'étudier l'influence d'une et trois personnes en mouvement en s'appuyant sur la distribution de Weibull.

Tous ces paramètres conduisent à l'analyse des performances de la couche physique dans deux configurations typiques :

Configuration n°1

Dans cette configuration, l'étude sera menée sur les deux bandes de fréquences, le modèle de canal utilisé représentera le pire cas de transmission (distribution des variations temporelles du canal par une loi de Rayleigh) et les chaînes de transmissions se distingueront par la présence ou non de codes correcteurs d'erreurs :

- Configuration n°1.1 : Pas de codage canal,
- Configuration n°1.2 : Code convolutif de rendement 1/2 et entrelaceur lignes-colonnes.

Configuration n°2

Dans cette configuration, l'étude sera également menée sur les deux bandes de fréquences, mais l'impact du déplacement des personnes dans l'environnement sera pris en compte pour seulement 1 et 3 personnes en mouvement. De plus, la chaîne de transmission numérique sera uniquement composée d'un modulateur ASK sans code correcteur d'erreurs.

3.3.3 Résultats et analyses

3.3.3.1 Résultats de la configuration n°1.1

Les résultats de cette étude sont présentés sous 3 formes pour 3 niveaux d'analyses différents. Les cartes de puissance d'émission souligneront l'influence de l'environnement sur la qualité de transmission et l'efficacité énergétique. Les tableaux permettront une analyse quantitative des couvertures obtenues. Enfin les fonctions de répartition permettront d'analyser les distributions des puissances d'émission.

A cette position, l'émetteur est placé dans un des bureaux. 6180 récepteurs sur un total de 6340 sont en configuration NLOS. La figure 3.12 montre l'évolution de la puissance d'émission en fonction du type de modulation et de la bande de fréquence.

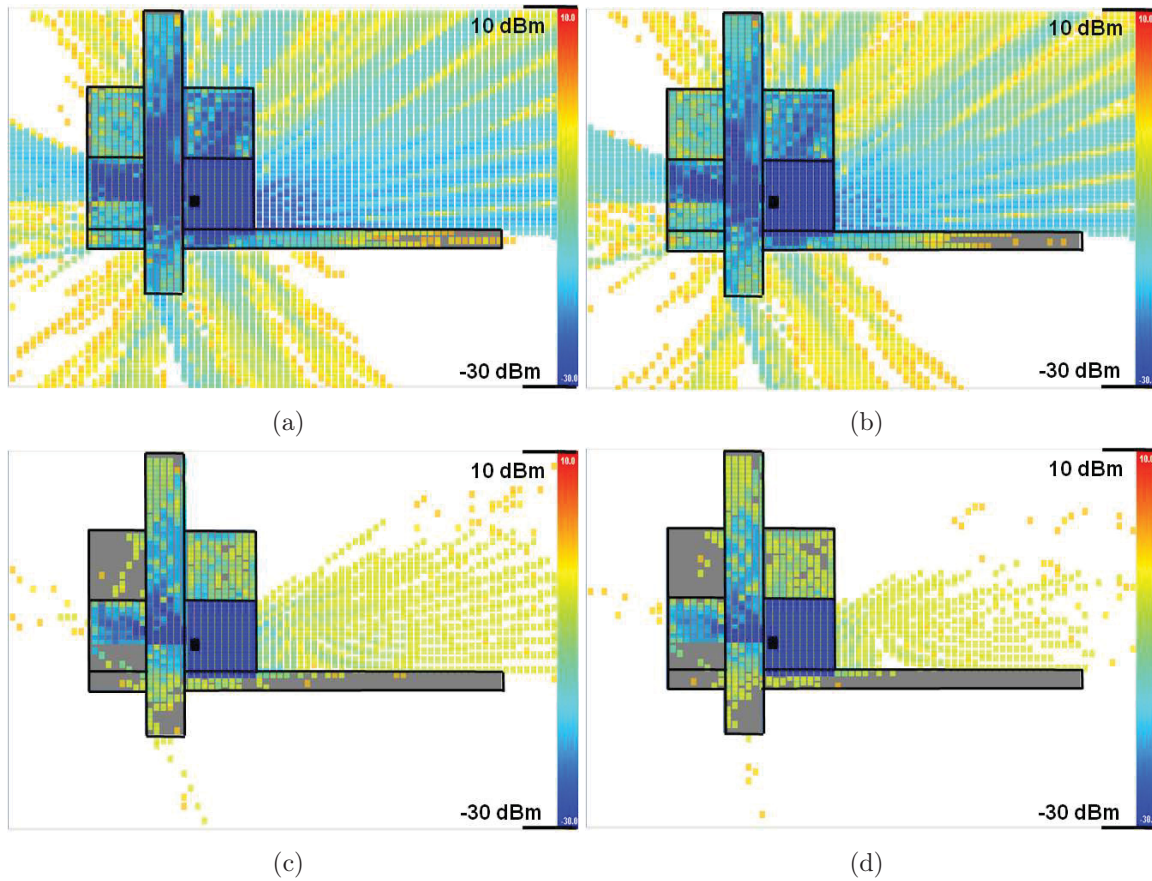


Figure 3.12 : Cartographies des puissances d'émission sans codage canal : Modulation ASK, 433 MHz (a) ; Modulation FSK, 433 MHz (b) ; Modulation ASK, 868 MHz (c) ; Modulation FSK, 868 MHz (d).

Tout d'abord, il est important de remarquer que les valeurs de la puissance d'émission n'atteignent jamais la valeur maximale (10 dBm). En d'autres termes, même en ajustant la puissance d'émission au maximum, il est impossible de garantir un $TEB \leq 10^{-3}$ (zones blanches sur les cartographies). De ce fait, en ajustant la puissance d'émission au maximum à

0 dBm, on obtiendra le même pourcentage de couverture qu'à la puissance maximum. Ensuite, il est possible d'observer visuellement que les récepteurs placés dans le même bureau que l'émetteur peuvent être atteints avec le niveau minimum de la puissance d'émission, soit -30 dBm. A 433 MHz, les 4 bureaux sont entièrement couverts. A 868 MHz en revanche, les bureaux en face de l'émetteur sont très peu desservis. Le couloir principal est également très mal couvert au sud.

Positions NLOS	433 MHz		868 MHz	
	ASK	FSK	ASK	FSK
[0, -10] dBm	38%	47%	74%	75%
[-11, -20] dBm	50%	45%	20%	19%
[-21, -30] dBm	12%	8%	6%	6%
NLOS + LOS	73%	67%	24%	17%

Tableau 3.2 : Pourcentages de positions garantissant un $TEB < 10^{-3}$.

Le tableau 3.2 nous permet de quantifier les couvertures obtenues en fonction du réglage de la puissance d'émission. Ainsi, il confirme que la couverture à 433 MHz est bien meilleure qu'à 868 MHz. La couverture obtenue est d'environ 73% à 433 MHz contre 24% à 868 MHz, soit presque trois fois moins. La différence de résultats entre les modulations est moins nette. Un gain de 5% est obtenu avec la modulation ASK par rapport à la modulation FSK quelle que soit la bande de fréquence. De plus, du fait des portées à 433 MHz, il est possible de diminuer la puissance d'émission beaucoup plus qu'à 868 MHz. En effet, on notera que pour une modulation ASK, 12% des positions peuvent être couvertes avec une puissance d'émission comprise entre -20 et -30 dBm contre 6% à 868 MHz.

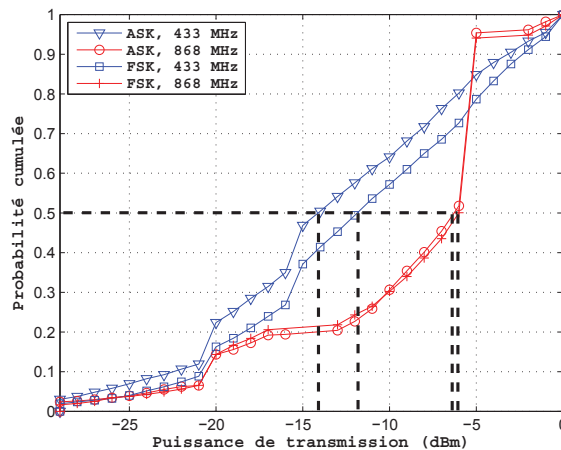


Figure 3.13 : Fonctions de répartition des puissances d'émissions obtenues sans codage canal.

Pour les positions NLOS, les fonctions de répartition de la puissance d'émission représentées sur la figure 3.13 permettent de souligner l'influence du type de modulation sur l'ajustement de la puissance d'émission. On note plus précisément à 433 MHz que près de 50% des positions peuvent être atteintes avec une puissance d'émission de -14 dBm pour une modula-

tion ASK, contre -12 dBm pour une modulation FSK. En revanche à 868 MHz, la différence entre les modulations est négligeable en termes de distribution. Autrement dit à 868 MHz, le type de modulation a très peu d'influence sur l'ajustement de la puissance d'émission, contrairement à la distance de transmission et implicitement au nombre de parois traversées.

3.3.3.2 Résultats de la configuration n°1.2

Dans cette partie, nous reprenons l'étude précédente en conservant le même modèle de propagation, mais en ajoutant à la chaîne de transmission un bloc de codage canal. Ce dernier consiste tout d'abord à entrelacer les données (lignes $\rightarrow$ colonnes), puis à ajouter de la redondance via un code convolutif de rendement 1/2. Ainsi en réception, après désentrelacement, il est plus facile de corriger les erreurs engendrées par le canal de transmission et le TEB est nettement amélioré.

A cette position, l'émetteur est placé dans un des bureaux. 6180 récepteurs sur un total de 6340 sont en configuration NLOS.

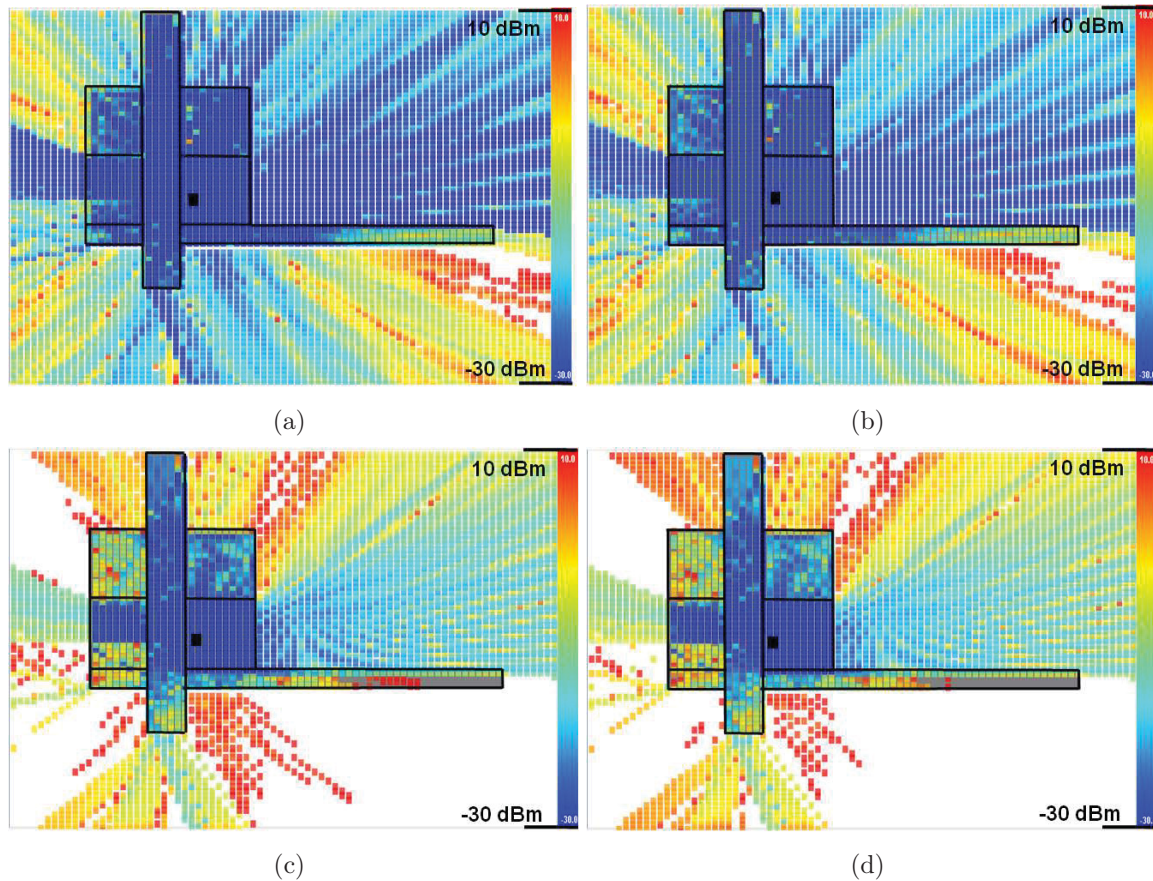


Figure 3.14 : Cartographies des puissances d'émission avec codage canal : Modulation ASK, 433 MHz (a) ; Modulation FSK, 433 MHz (b) ; Modulation ASK, 868 MHz (c) ; Modulation FSK, 868 MHz (d).

A 433 MHz, la couverture est quasi-totale. Très peu de zones blanches sont observées sur la figure 3.14. De plus, les bureaux et couloirs sont quasiment tous couverts avec une puissance d'émission minimum de -30 dBm. A 868 MHz en revanche, il est nécessaire d'utiliser une puissance d'émission plus importante pour couvrir les bureaux opposés à celui où est placé l'émetteur.

Positions NLOS	433 MHz		868 MHz	
	ASK	FSK	ASK	FSK
[10, 0[dBm	4%	6%	14%	17%
[0, -10] dBm	22%	23%	36%	41%
[-11, -20] dBm	26%	31%	33%	29%
[-21, -30] dBm	48%	40%	17%	13%
NLOS + LOS	98%	97%	65%	61%

Tableau 3.3 : Pourcentages de positions garantissant un $TEB < 10^{-3}$ avec l'utilisation d'un codage canal.

En observant le tableau 3.3, on remarque que la couverture est nettement meilleure à 433 MHz lorsque des codes correcteurs d'erreurs sont utilisés. En effet, une couverture de 98% est atteinte, soit un gain de plus de 20% par rapport à une chaîne de transmission sans codage canal. A 868 MHz, le gain est encore plus important : il est égal à environ 40%.

Comparativement à la première chaîne de transmission, il est alors possible de réduire de manière plus conséquente la puissance d'émission. Par exemple, à 433 MHz, il est possible d'ajuster la puissance entre -21 et -30 dBm pour 48% des positions pour une modulation ASK contre 12% sans codage canal. Néanmoins, dans cette configuration certaines positions nécessitent une puissance d'émission pouvant atteindre jusqu'à 10 dBm.

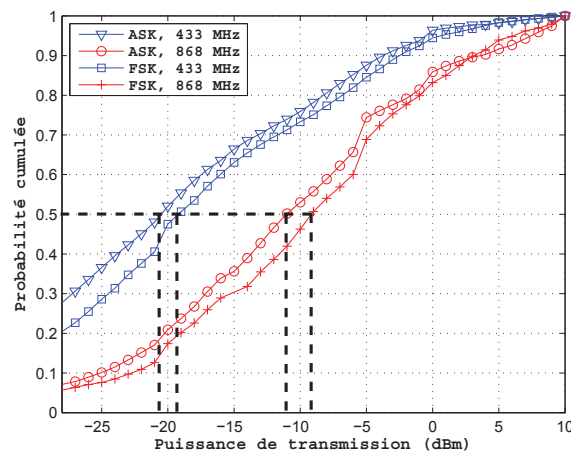


Figure 3.15 : Fonctions de répartition des puissances d'émissions obtenues avec l'utilisation d'un codage canal.

Les fonctions de répartition associées sont tracées sur la figure 3.15 et confirment que la différence entre les modulations est très faible (1 ou 2 dB pour 50% des positions). En revanche, on observe que pour couvrir 50% des positions de l'environnement, la puissance d'émission nécessaire est égale à environ -20 dBm à 433 MHz contre -10 dBm à 868 MHz, soit une différence de près de 10 dB entre les deux fréquences porteuses.

3.3.3.3 Résultats de la configuration n°2

Dans cette configuration, le modèle de propagation est celui développé dans le deuxième chapitre et seule la modulation ASK est utilisée. Les cartographies de puissance d'émission sont illustrées sur la figure 3.16 pour 1 et 3 personnes en mouvement, et aux deux fréquences de transmission : 433 et 868 MHz.

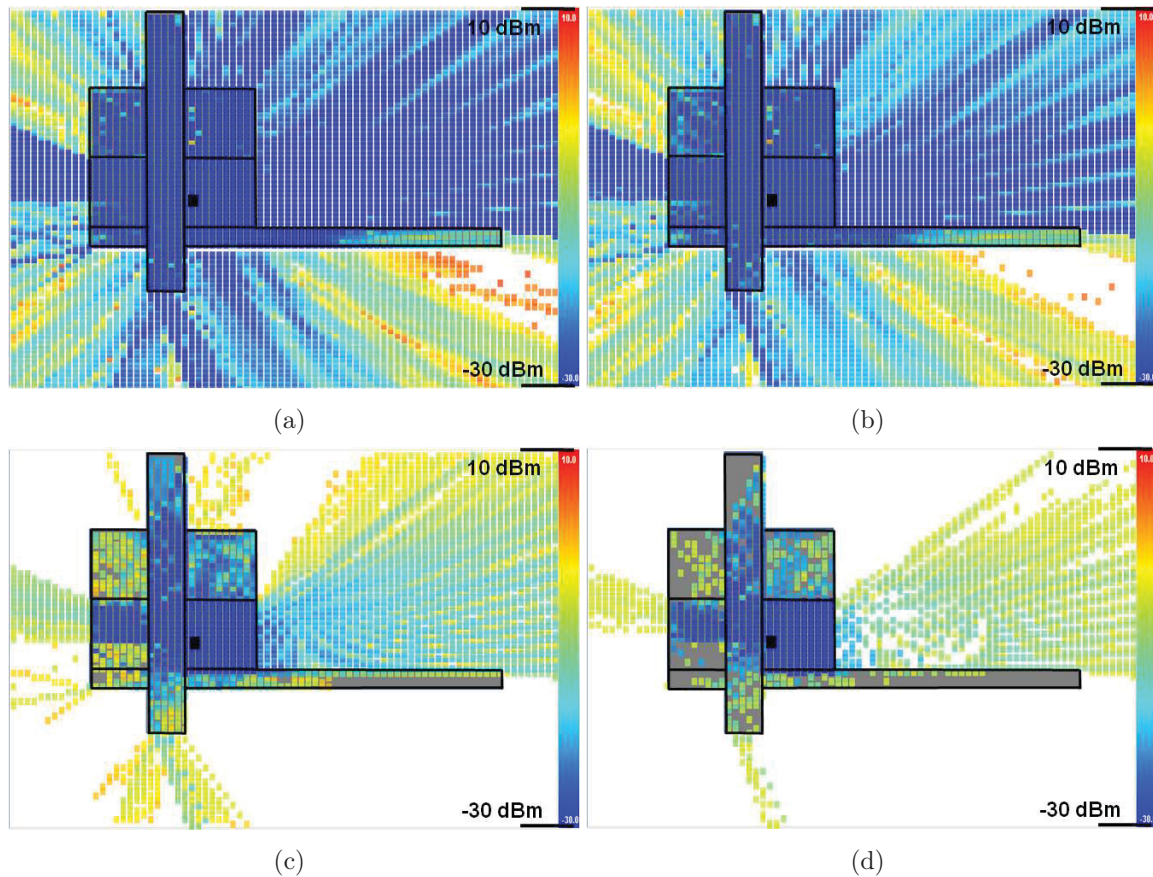


Figure 3.16 : Cartographies de puissances d'émission : Modulation ASK, 433 MHz, 1 personne (a) ; Modulation ASK, 433 MHz, 3 personnes (b) ; Modulation ASK, 868 MHz, 1 personne (c) ; Modulation ASK, 868 MHz, 3 personnes (d).

Tout d'abord, nous observons visuellement que les résultats obtenus sur la figure 3.16 sont bien meilleurs que pour la configuration n°1.1. A 433 MHz, les couvertures obtenues sont quasiment totales. En revanche, à 868 MHz, plusieurs zones blanches où il est impossible de garantir un $TEB < 10^{-3}$ sont observées. Ces bonnes performances obtenues et qui contrastent

avec l'autre configuration s'expliquent simplement par le modèle de propagation utilisé. Dans les premières configurations, les variations temporelles du canal sont décrites par une loi de Rayleigh, et dans cette partie avec une loi de Weibull (cf. chapitre 2). Comme nous l'avons expliqué précédemment, un canal de Rayleigh représente le pire cas de transmission. Ainsi, en se basant sur la campagne de mesures réalisée dans le chapitre 2, nous avons vu que les variations temporelles du canal causées par le déplacement d'une ou trois personnes, étaient moins importantes que dans un canal de Rayleigh. Dans ces conditions, le TEB est moins dégradé et nous permet en réalité de diminuer de façon plus significative la puissance de transmission.

Positions NLOS	433 MHz		868 MHz	
	1 personne	3 personnes	1 personne	3 personnes
[10, 0[dBm	2%	0%	0%	0%
[0, -10] dBm	14%	19%	46%	62%
[-11, -20] dBm	22%	33%	37%	23%
[-21, -30] dBm	62%	48%	17%	15%
NLOS + LOS	97%	95%	50%	29%

Tableau 3.4 : Pourcentages de positions garantissant un $TEB < 10^{-3}$ en fonction du nombre de personnes en mouvement.

Le tableau 3.4 permet de confirmer notre première observation et montre que 97% des récepteurs sont couverts à 433 MHz lorsqu'une seule personne est en mouvement dans l'environnement, contre 95% pour 3 personnes en mouvement. En d'autres termes, à cette fréquence, l'influence du nombre de personnes est quasiment négligeable. A 868 MHz par contre, nous observons que la couverture est fortement réduite avec une couverture égale à 50% pour une personne en mouvement, contre 29% pour 3 personnes. A cette fréquence, l'influence du nombre de personnes en mouvement a donc une forte influence, et la stratégie d'adaptation de la puissance d'émission doit nécessairement prendre en considération cet élément.

Si on compare désormais ces résultats avec ceux obtenus dans la configuration n°1, on observe alors une amélioration de la couverture totale de plus de 20% à 433 MHz, et 25% à 868 MHz. De même, on remarque que dans cette configuration, il est possible de diminuer la puissance d'émission entre -21 et -30 dBm pour plus de 60% des positions contre 12% dans la configuration n°1.1. Finalement, cette analyse démontre bien qu'une modélisation réaliste et précise du canal de propagation est importante pour évaluer les performances réelles d'une stratégie d'optimisation. Dans notre cas, la modélisation précise des variations temporelles du canal de propagation causées par le mouvement des personnes dans l'environnement permet de souligner qu'il est possible de diminuer nettement la puissance d'émission selon le nombre de personnes pris en considération.

Toutes ces observations sont également visibles sur les fonctions de répartitions empiriques tracées sur la figure 3.17. Toutefois, si la couverture totale est quasi-identique à 433 MHz quel que soit le nombre de personnes en mouvement, on notera logiquement qu'il est possible de diminuer plus fortement la puissance d'émission lorsqu'une seule personne est en mouvement. En effet, 50% des récepteurs peuvent être couverts avec une puissance d'émission comprise entre -30 et -21 dBm, alors qu'il faut une puissance d'émission allant jusqu'à -21 dBm pour

3 personnes en mouvement. A 868 MHz, on observe le même phénomène, mais on note une plus grande disparité des distributions.

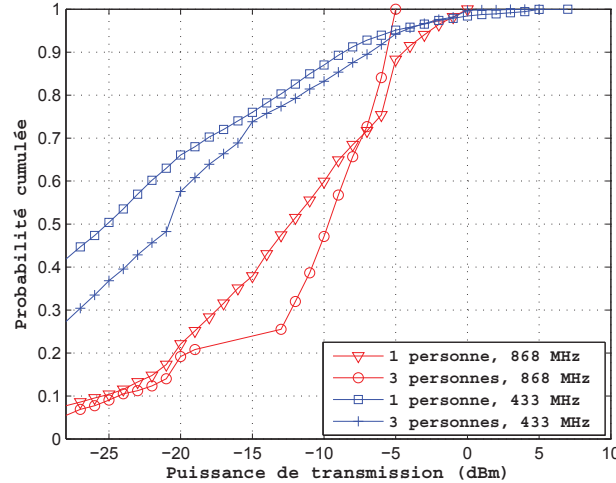


Figure 3.17 : Fonctions de répartition des puissances d'émissions obtenues.

3.3.4 Conclusion

En proposant une évolution du modèle énergétique proposé dans [133] par une estimation réaliste du TEB basé sur une modélisation réaliste du canal et différentes chaînes de transmission, nous avons montré qu'il était possible d'ajuster la puissance de transmission et, par conséquent, d'optimiser la consommation d'un capteur.

Cette étude nous a également permis de montrer l'influence du modèle de propagation et notamment du nombre de personnes en mouvement sur l'ajustement de la puissance de transmission. Nous avons notamment démontré que lorsque les noeuds ne sont pas en mouvement et que le canal de propagation n'est affecté que par une variabilité temporelle, la modélisation des variations du canal par une distribution de Rayleigh, soit l'équivalent d'au moins 4 personnes en mouvement, représentait le pire cas de transmission. A travers une distribution de Weibull, et un paramétrage correspondant au déplacement d'une et trois personnes dans l'environnement, il est possible de diminuer plus fortement la puissance de transmission. De plus, nous avons montré que le nombre de personnes en mouvement dans l'environnement avait logiquement plus d'impact à 868 MHz qu'à 433 MHz. A cette fréquence, la stratégie d'adaptation de puissance devra alors forcément tenir compte de ce paramètre.

En conclusion de cette étude, nous pouvons dire que l'élément principal qui affecte le réglage de la puissance d'émission est la bande de fréquence utilisée. Ensuite interviennent le schéma de modulation et le codage canal. Les résultats obtenus avec une modulation MSK n'ont pas été présentés dans cette analyse car les résultats observés étaient similaires à ceux obtenus avec une modulation ASK. Toutefois, nous savons que la modulation MSK présente une meilleure efficacité spectrale. C'est donc une caractéristique intéressante qui intervient au niveau des modalités de partage et d'accès au canal orchestrés par la sous-couche MAC. Dans

ces conditions, nous pouvons conclure que la couche physique la plus efficace doit comprendre une modulation MSK à une fréquence de 433 MHz.

L'intérêt des techniques de codage canal est quant à lui moins prononcé. En effet, malgré les bons résultats obtenus, il est nécessaire de prendre en considération le poids énergétique supplémentaire engendré par son utilisation. En effet, un code convolutif de rendement 1/2 nécessite une bande spectrale plus importante pour obtenir le même débit utile. De plus, la consommation en courant supplémentaire est difficilement quantifiable sans mesure expérimentale. Son utilisation entraîne également quelques contraintes. Avec le composant CC1110, la taille minimale des données doit obligatoirement être de 2 octets. Qui plus est, il faut qu'elle soit paire pour que l'entrelaceur effectue correctement son travail. Enfin, il semble que la sensibilité du récepteur soit moins bonne avec son utilisation [32]. En d'autres termes, pour que les gains apportés par l'utilisation d'un codage canal soit vraiment bénéfique, il faut que la consommation de 2 trames sans codage canal (transmission + retransmission) soit supérieure à la consommation d'une seule trame avec l'utilisation du codage canal.

3.4 Adaptation de la puissance d'émission en fonction de la longueur du message

Les résultats de l'étude précédente ont permis d'aboutir à la spécification d'une couche physique robuste et efficace énergétiquement. Plus précisément, nos conclusions ont souligné l'importance de la prise en compte du canal et de ses variations spatio-temporelles, avant de mettre en oeuvre une chaîne de transmission contenant une modulation binaire de type MSK et de réduire la puissance d'émission pour minimiser la consommation de l'amplificateur de puissance. Dans cette partie, nous proposons une stratégie d'adaptation de la puissance d'émission complémentaire qui tienne compte non plus seulement des conditions de transmission, mais également de la longueur du message à transmettre. Cette stratégie cross-layer repose comme précédemment sur le modèle d'énergie décrit dans la section 3.2.3.

3.4.1 Approche générale

Comme nous l'avons abordé précédemment, l'efficacité énergétique d'un capteur sans fil dépend principalement de la puissance consommée pour la génération du signal RF, et notamment de celle consommée par l'amplificateur de puissance. Par conséquent, elle dépend également de la puissance d'émission.

Cependant, l'efficacité énergétique d'un capteur dépend aussi de la qualité des transmissions radio. En effet, les variations spatio-temporelles du canal de propagation peuvent induire des erreurs sur les décisions binaires en réception, et ces erreurs peuvent conduire à des retransmissions de trames qui augmentent la consommation d'énergie globale. L'expression de la probabilité d'erreur par trame (TET) est rappelée ici via l'équation 3.16 :

$$TET = 1 - (1 - TEB)^{l_T} \quad (3.16)$$

avec l_T la longueur de trame et TEB le Taux d'Erreur Binaire. A travers cette expression, il apparaît clairement que pour un TEB constant, la probabilité que le message transmis contienne une erreur est plus faible si le message est court. Ainsi, la consommation d'énergie

d'un capteur est donc aussi dépendante de la longueur du message. C'est d'ailleurs ce que nous avons relevé dans l'analyse paramétrique du modèle d'énergie dans la section 3.2.3.2.2.

En résumé, l'efficacité énergétique d'un capteur sans fil dépend de trois critères : la puissance d'émission (et par conséquent la distance de transmission), la qualité des liaisons radio (TEB) et enfin la longueur du message. La stratégie proposée dans la suite de ce chapitre vise à réduire la consommation globale d'un capteur en adaptant la puissance d'émission selon ces trois critères. Dans cet objectif, le modèle d'énergie retenu est idéal. Dans un premier temps, nous proposons de réaliser une estimation réaliste du TEB à partir du modèle de canal représentant le pire cas de transmission (ie. Rayleigh) et une chaîne de transmission incluant une modulation MSK. Ensuite, une adaptation de la puissance d'émission à partir du modèle d'énergie est réalisée pour différentes longueurs de trame (90 à 1000 bits). Enfin, à partir de l'analyse des puissances d'émissions moyennes obtenues en fonction des distances de transmission, nous proposons d'évaluer l'impact de cette stratégie d'adaptation de puissance sur la durée de vie d'un capteur en fonction de son intervalle de transmission et de la longueur du message à transmettre. Nous montrerons notamment, les différences obtenues lorsque l'adaptation de puissance est réalisée simplement avec un critère de TEB et lorsqu'elle est réalisée seulement à partir des longueurs de trame les plus importantes (trame de données).

3.4.2 Simulation et résultats

L'environnement indoor et les paramètres de simulation utilisés sont les mêmes que dans l'étude précédente (section 3.3.2.2). Le modèle de canal utilisé correspond au pire cas de transmission, c'est à dire, via une distribution de Rayleigh l'équivalent d'au moins 4 personnes en mouvement dans l'environnement. La chaîne de transmission utilisée résulte des conclusions de l'étude précédente. Elle est donc composée d'une modulation MSK à 433 MHz avec un débit de données égal à 250 kbps et une puissance du bruit fixée à -105 dBm. Dans le cas de configurations LOS, l'influence de la longueur de trame n'est pas significative parce que la puissance d'émission est déjà fortement réduite en prenant seulement en compte le TEB. Dans ces conditions, nous nous intéresserons donc principalement aux configurations NLOS. L'étude proposée consiste ensuite à adapter la puissance de transmission de tous les récepteurs placés dans l'environnement pour qu'ils atteignent le noeud collecteur situé dans un des bureaux (figure 3.11), tout en garantissant une qualité de transmission acceptable ($\text{TEB} \leq 10^{-3}$) et une consommation minimum.

3.4.2.1 Puissances d'émission moyennes

La figure 3.18 illustre la puissance d'émission moyenne obtenue après ajustement en fonction de la distance de transmission, des conditions de transmission (TEB) et pour différentes longueurs de trame (90 à 1000 bits). Comme dans l'analyse paramétrique effectuées dans la section 3.2.3.2, ces longueurs de trames sont inspirées du standard IEEE 802.15.4 [134].

Les résultats obtenus montrent que l'adaptation de la puissance d'émission est proportionnelle à la distance de transmission. Pour des distances de transmission inférieures à 3 mètres (première ligne verticale en pointillés), les puissances d'émission obtenues sont faibles et très similaires. Pour des distances comprises entre 3 et 13 mètres (seconde ligne verticale en pointillés), les puissances d'émission augmentent fortement. Enfin, pour des distances de transmission supérieures à 13 mètres, les puissances d'émission obtenues sont assez stables.

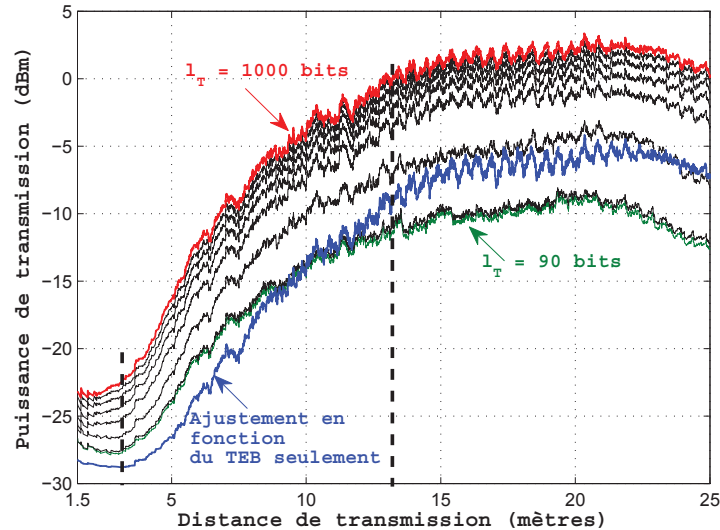


Figure 3.18 : Evolution de la puissance de transmission en fonction de la distance de transmission et pour différentes longueurs de trames (90 à 1000 bits comme sur la figure 3.4.a), à 433 MHz avec une modulation MSK.

Cependant, on observe des écarts significatifs selon la longueur de trame. Par exemple un écart de près de 10 dB est constaté entre une longueur de trame de 1000 et 90 bits.

Sur cette figure, la courbe bleue représente la puissance d'émission moyenne ajustée en fonction du TEB seulement, c'est à dire sans prendre en compte la longueur de trame dans l'ajustement. Pour une distance inférieure à 10 mètres, la puissance d'émission obtenue est inférieure aux puissances d'émission obtenues en fonction des longueurs de trame. Pour des distances supérieures à 10 mètres, elle est également plus faible, exceptée pour des longueurs de trame de 90 et 100 bits. Cependant, contrairement à ce qu'on pourrait penser en visualisant la puissance d'émission moyenne obtenue, cette méthode d'ajustement est en réalité moins économe en énergie. Elle ne prend pas en compte la longueur de trame et les possibles retransmissions associées. Par exemple, avec une trame de 1000 bits et un TEB égal à 10^{-3} , il est nécessaire de retransmettre cette trame à chaque fois. Les consommations induites par ces retransmissions sont donc significatives et ne peuvent être négligées. Au contraire, il est donc préférable d'augmenter un peu plus la puissance d'émission afin de réduire le nombre de retransmissions. Notre méthode d'adaptation de la puissance d'émission en fonction de la longueur de trame s'avère donc être le compromis optimal entre le coût énergétique de la puissance d'émission et le coût énergétique des retransmissions.

Les fonctions de répartition tracées sur la figure 3.19 permettent d'analyser les différences de réglage de la puissance d'émission entre une trame de données (pouvant varier jusqu'à 1000 bits) et une trame ACK de 90 bits. Pour 50% des positions dans l'environnement, l'écart moyen entre une trame de données de 1000 bits et une trame ACK de 90 bits est égale à 10 dB. En revanche, l'écart moyen entre une trame de 100 bits et une trame de 90 bits est inférieur à 1 dB

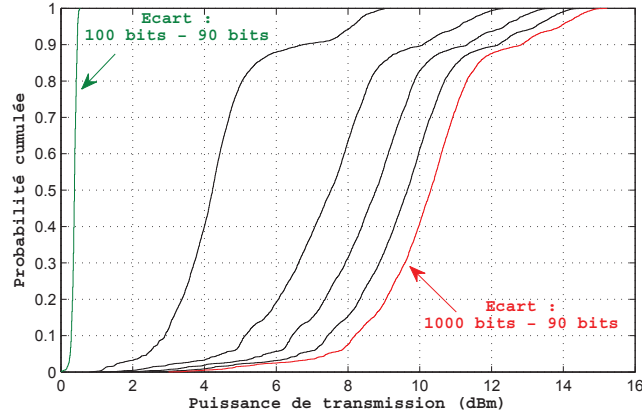


Figure 3.19 : Fonctions de répartition des écarts de puissance obtenus entre un accusé de réception (ACK) de 90 bits et les autres longueurs de trames testées (100 et 1000 bits), à 433 MHz avec une modulation MSK.

3.4.3 Impact sur la durée de vie d'un capteur

Maintenant que nous disposons des puissances d'émission moyennes en fonction des longueurs de trame, il est possible d'évaluer, en termes de durée de vie, l'intérêt d'adapter la puissance d'émission en fonction de la longueur de trames. Dans un premier temps, nous estimons la durée de vie d'un capteur lorsque la puissance d'émission est réglée avec la longueur de trame la plus grande (trame de données). En prenant en compte les retransmissions dans le calcul de la durée de vie d'un capteur, nous montrons également l'écart obtenu lorsque le réglage est uniquement réalisé avec un critère de TEB. Dans un deuxième temps, nous montrons le gain en termes de durée de vie lorsque la puissance d'émission est non plus seulement adaptée à la longueur de la trame de données, mais également adaptée à la longueur de l'accusé de réception (ACK). Pour ces calculs de durée de vie d'un capteur, nous utilisons le modèle de batterie décrit dans le premier chapitre et proposé dans [28].

Avant toute chose, il est nécessaire de définir le profil de fonctionnement d'un capteur. Dans cette étude, nous supposons une architecture centralisée où le coordinateur des échanges interroge au moyen d'une scrutation périodique chaque capteur particulier. De plus, nous considérons que chaque capteur est parfaitement synchronisé avec son coordinateur, bien qu'en réalité, les erreurs de synchronisation peuvent impacter la coordination des cycles de réveil / sommeil des capteurs ou encore la longueur du préambule des trames, pour finalement conduire à augmenter la consommation d'énergie globale [135].

Pour estimer le courant moyen consommé par un capteur et par la même occasion évaluer sa durée de vie, nous considérons donc le principe de fonctionnement illustré sur la figure 3.20. Dans un premier temps, le capteur reçoit une trame de polling (pendant T_{POLL}) permettant de le synchroniser. Ensuite, il transmet ses données (pendant $T_{DATA} = l_T/deb$), puis reçoit un accusé de réception (pendant $T_{ACK} = 90 \text{ bits}/deb$) pour confirmer la bonne réception des données par le coordinateur. Une fois que la transaction est terminée, il passe en mode veille pendant T_{sleep} et consomme un courant égal à $I_{stby} = 0.5 \mu A$ (mode PM2 du CC1110 [32], voir chapitre 5). Pour simplifier les calculs, les périodes de temps où le capteur bascule d'un

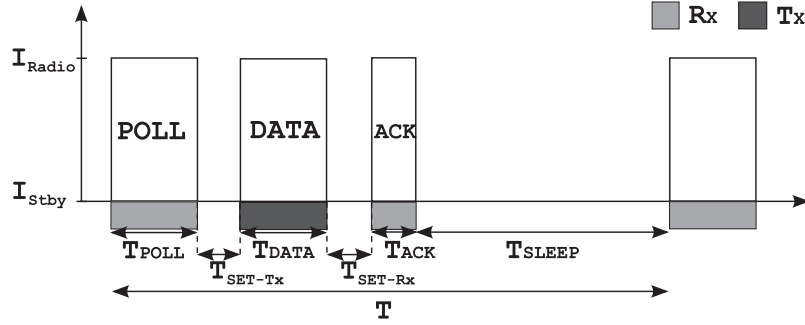


Figure 3.20 : Principe de fonctionnement d'un capteur dans un réseau centralisé.

état à l'autre $T_{set.Tx} = T_{set.Rx}$ sont considérées négligeables comparativement aux périodes de transmission. Par la suite, on considérera également que la durée $T_{POLL} = T_{DATA}$, autrement dit que la longueur d'une trame de données est égale à la longueur d'une trame de polling. Par ailleurs, le courant consommé lors d'une transmission est supposé égal au courant consommé à la réception : $I_{radio} = (E_b \cdot deb)/U$. Finalement, le courant moyen I_{moy} consommé peut donc s'exprimer par l'équation suivante :

$$I_{moy} = \frac{I_{radio} \cdot T_{POLL} + I_{radio} \cdot T_{DATA} + I_{radio} \cdot T_{ACK} + I_{Stby} \cdot T_{Sleep}}{T} \quad (3.17)$$

Sur la figure 3.21, nous avons tracé la durée de vie d'un capteur selon l'intervalle de transmission T et la longueur de la trame de données. Dans cette configuration, la stratégie d'adaptation de la puissance d'émission est réalisée uniquement sur la trame de données. En d'autres termes, la puissance nécessaire à l'émission d'une trame de données est égale à la puissance d'émission pour une trame ACK. Les résultats sont donnés pour une distance de transmission de 20 mètres (lorsque la puissance d'émission moyenne obtenue est stable, cf. figure 3.18) et pour plusieurs longueurs de trame de données (100 à 1000 bits).

Comme nous pouvons le voir, plus l'intervalle de transmission est élevé et plus la durée de vie d'un capteur est importante. Par ailleurs, elle est d'autant plus importante pour des trames de données de faible longueur. Pour un intervalle de transmission T égal à 10 secondes, la durée de vie d'un capteur est égale à 7 ans pour une longueur de trame de 100 bits, contre 3 ans pour une trame de 1000 bits. Enfin, pour une trame de 1000 bits, on observe que la durée de vie d'un capteur est meilleure lorsque notre stratégie d'adaptation est effectuée comparé à une adaptation basée simplement sur un critère de TEB. En effet, une amélioration de près d'un an est constatée quel que soit l'intervalle de transmission.

Sur la figure 3.22, nous avons tracé le gain en termes de durée de vie obtenu lorsque l'adaptation de la puissance d'émission est à la fois réalisée sur une trame de données et sur une trame ACK.

Dans cette configuration, la puissance nécessaire pour transmettre une trame de données n'est plus égale à la puissance nécessaire pour transmettre une trame ACK. Dans un premier temps, nous pouvons observer que le gain en durée de vie maximum dépend de l'intervalle de transmission T . En effet, plus la longueur de trame est grande, et plus le gain est obtenu pour des intervalles de transmission importants. Ce phénomène s'explique logiquement puisque, plus la longueur de trame est importante, et moins le capteur passe de temps en mode sommeil.

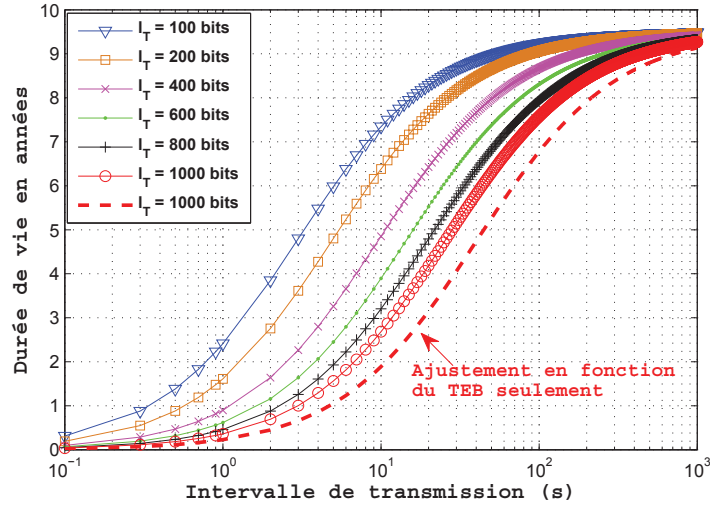


Figure 3.21 : Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission T , pour différentes longueurs de trames (100 à 1000 bits).

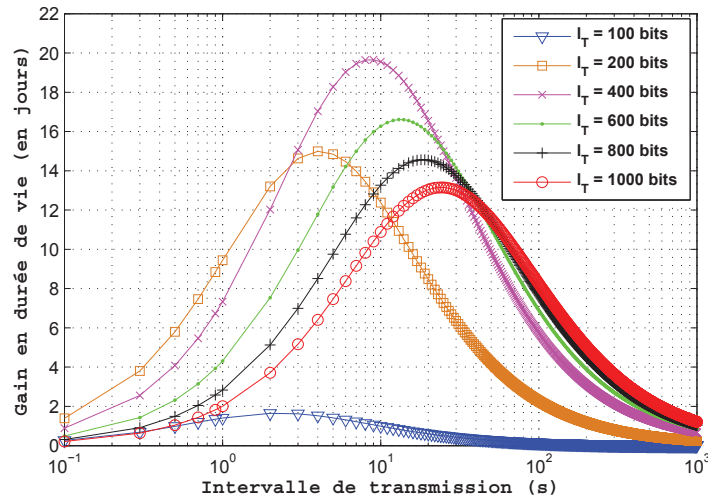


Figure 3.22 : Gain en durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission T lorsque la stratégie d'adaptation de la puissance d'émission est effectuée à la fois sur la trame de données et la trame ACK.

De plus, nous pouvons remarquer que les gains maximums en durée de vie de chaque courbe (chaque longueur de trame) n'évoluent pas de manière croissante en fonction de la longueur de la trame de données. En réalité, le gain maximum est obtenu pour une trame de données égale à 400 bits (courbe mauve) et est égale à 20 jours. Avant ce maximum, le gain en durée de vie est croissant. Après, pour des longueurs de trame de données supérieures à 400 bits, le

gain maximum possible diminue. Dans ce cas précis, la consommation est alors dominée par la durée de transmission T_{DATA} et non plus par la valeur du courant consommé I_{radio} .

3.4.4 Mise en oeuvre pratique

Le principe d'adaptation de la puissance d'émission en fonction de la longueur de trame est illustré sur la figure 3.23.

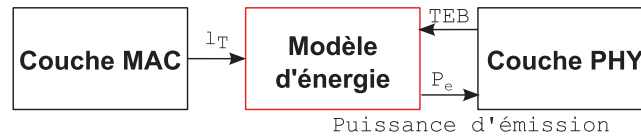


Figure 3.23 : Mise en oeuvre pratique.

L'objectif final est d'ajuster la puissance de transmission en fonction de la longueur de trame avec le modèle énergétique décrit précédemment. Dans ce manuscrit, nous considérons que la transmission de puissance est définie à l'avance avant l'installation du réseau de capteurs. Dans ce cas, une analyse préliminaire des conditions de transmission est nécessaire afin d'évaluer les puissances d'émission optimales en fonction de la qualité de transmission demandée (TEB). Après l'installation terminée, la couche physique de chaque capteur prend en compte la longueur de trame fournie par la couche MAC et choisit sa puissance d'émission (préalablement définie avec l'analyse préliminaire). Dans le cas où les conditions de transmission sont invariantes dans le temps, cette méthode réduit considérablement la consommation du protocole de communication. En revanche, si les conditions de transmission varient, il est préférable d'ajuster la puissance d'émission pendant que le réseau est en fonctionnement en utilisant le modèle d'énergie de manière adaptative comme les mécanismes automatiques de contrôle de la puissance d'émission : ATPC [136] ou de contrôle du débit : ARF [137]. En revanche, l'énergie consommée pour estimer le TEB nécessite la transmission d'un nombre important de trames. Cette estimation peut donc significativement réduire le budget énergétique des capteurs.

3.4.5 Conclusion

L'approche adoptée dans cette étude consiste à prendre en compte à la fois la qualité du lien radio et la longueur du message à transmettre pour ensuite effectuer une adaptation de la puissance d'émission en fonction de ces deux critères. Les résultats obtenus ont permis de montrer l'influence des conditions de transmission sur l'ajustement de la puissance d'émission et sur l'énergie consommée. Les résultats des simulations montrent clairement que l'adaptation de la puissance d'émission en fonction de la longueur de trame est meilleure qu'une approche basée sur un simple critère de TEB, et a un impact réel sur la durée de vie d'un capteur. Toujours dans un objectif de réduction de la consommation globale du réseau, nous pensons qu'une étude préliminaire des conditions de transmission avant l'installation du système est nécessaire.

3.5 Conclusion

Après avoir introduit quelques modèles d'énergie adaptés pour les réseaux de capteurs, nous nous sommes intéressés dans ce chapitre au modèle d'énergie développé dans [132]. A partir de son analyse paramétrique, nous avons montré l'influence de la longueur de trame, du débit et enfin du TEB sur la consommation globale d'un capteur sans fil.

Ensuite, dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons analysé l'efficacité énergétique de différentes couches physiques dans l'objectif de déterminer la plus performante pour notre application. Dans ce sens, nous avons proposé d'améliorer le modèle d'énergie retenu par une estimation réaliste du TEB en s'appuyant sur la définition des variations spatio-temporelles du canal de propagation. De cette manière et à partir de la détermination de la puissance de transmission optimale déterminée en fonction des conditions de transmission, nous avons montré qu'une couche physique fonctionnant à 433 MHz et constituée d'une modulation binaire de type MSK était la plus performante. L'amélioration de l'estimation du TEB avec l'utilisation d'un modèle de propagation semi-déterministe qui tient compte des spécificités de l'environnement et du déplacement des personnes (modèle développé dans le chapitre 2) nous a également permis de souligner l'influence des variations temporelles du canal de propagation sur la consommation d'un capteur. Nous avons notamment démontré qu'à 868 MHz, l'influence du nombre de personnes en mouvement dans l'environnement n'était pas négligeable, et qu'il fallait en tenir compte avant de mettre en place une stratégie de gestion de la puissance de transmission.

La deuxième étude réalisée dans ce chapitre, a permis de montrer l'importance de prendre aussi en compte la longueur du message à transmettre dans l'ajustement de la puissance de transmission et les conséquences sur la durée de vie d'un capteur. En effet, la latence dans un réseau de capteurs est beaucoup plus acceptable que dans d'autres types de réseaux et il n'est pas primordial d'exiger un TEB très faible. Par exemple, pour une longueur de trame de 100 bits, un TEB $< 10^{-6}$ n'est pas utile ; au contraire, un TEB maximum de 10^{-3} est fortement acceptable puisque dans ce cas une retransmission n'interviendra qu'après l'envoi de 10 trames. D'un point de vue énergétique, il est donc préférable de raisonner dans ce sens et de trouver le juste compromis entre la probabilité de retransmission, la longueur des trames et le TEB. Le modèle d'énergie utilisé dans ce chapitre est donc tout à fait approprié à cette démarche.

Finalement, sachant que les longueurs de trames qui interviennent dans le calcul de l'efficacité énergétique de la couche physique sont déterminées par la sous-couche MAC du réseau, que leur format est défini en fonction des besoins de synchronisation, de détection d'erreurs et de l'application, une analyse complète de différents protocoles MAC ainsi que la proposition d'un protocole adapté à l'application visée, sont étudiés dans le chapitre suivant.

Optimisation conjointe des couches physique et MAC

Sommaire

4.1	Introduction	114
4.2	Etat de l'art des protocoles MAC	114
4.2.1	Les principales techniques d'accès	114
4.2.2	Les protocoles issus de la communauté sans fil	116
4.2.3	Les protocoles issus des standards IEEE	118
4.2.4	Les protocoles issus des réseaux locaux industriels	121
4.2.5	Comparaison préliminaire	124
4.2.6	Synthèse de l'état de l'art	126
4.3	Analyse et optimisation énergétique	128
4.3.1	Interdépendance et optimisation conjointe	128
4.3.2	Objectifs de l'analyse énergétique	129
4.3.3	Evaluation sans prise en compte des erreurs	130
4.3.4	Prise en compte du volume de trafic dans le réseau	136
4.3.5	Prise en compte des performances de la couche physique	140
4.3.6	Prise en compte des pertes de synchronisation	141
4.3.7	Conclusion sur l'analyse énergétique	144
4.4	Proposition et évaluation de la solution	145
4.4.1	Proposition	145
4.4.2	Définition du schéma d'échange	147
4.4.3	Définition des structures de trames	148
4.4.4	Evaluation de la solution	150
4.4.5	Conclusion sur la solution proposée	152
4.5	Conclusion	153

4.1 Introduction

L'objet de ce chapitre est de présenter, d'une part, les notions de base concernant le rôle de la couche MAC dans un réseau de capteurs, et, d'autre part, de mener une analyse énergétique sur différents protocoles MAC de façon à proposer une solution adaptée à l'application de diagnostic des performances des bâtiments. Il s'agit plus précisément de trouver le juste compromis entre une bonne fiabilité des communications, une flexibilité du réseau suffisante pour l'intégration future de nouveaux types de capteurs et une grande efficacité énergétique. Dans ce sens et comme abordé dans le premier chapitre, une optimisation conjointe entre la couche physique et la couche MAC est essentielle pour répondre aux exigences énergétiques sans sacrifier la robustesse des transmissions radio.

Le développement de toutes ces notions est organisé dans ce chapitre de la manière suivante : dans un premier temps, un état de l'art sur les différents types de protocoles MAC sera présenté afin d'étudier les différents mécanismes d'accès et de partage du canal des familles de protocoles issues des différentes communautés scientifiques. Nous proposerons ensuite une évaluation énergétique "cross-layer" réalisée de façon analytique sur différentes couches MAC pour identifier les points critiques à améliorer dans le cadre de l'application visée. Enfin, cette analyse énergétique conduira dans la dernière partie du chapitre à une proposition et une spécification d'un protocole MAC répondant à toutes les contraintes de l'application.

4.2 Etat de l'art des protocoles MAC

Nous proposons dans ce chapitre de réaliser un état de l'art des différentes familles de protocoles MAC afin de comprendre leur fonctionnement, et par la suite évaluer leurs performances vis-à-vis de l'application. Dans un premier temps, les techniques d'accès principales sont présentées. Ensuite, nous comparerons les performances des protocoles MAC issus des différentes communautés scientifiques.

4.2.1 Les principales techniques d'accès

Dans cette section, nous faisons un bref rappel sur les principales techniques d'accès qui sont la base de conception de pratiquement tous les protocoles MAC issus des communautés scientifique et industrielle. Ces techniques d'accès sont classées en deux catégories selon que l'allocation du canal est statique ou dynamique. Les techniques d'accès y exploitent donc des approches par répartition en intervalles (temps, fréquence, code) et par compétition d'accès où chaque noeud désirant émettre doit gagner le droit d'accéder au canal.

4.2.1.1 Les techniques d'accès par répartition

Les techniques d'accès par répartition en temps, en fréquence ou en codes (figure 4.1) sont les techniques de bases utilisées dans les mécanismes d'accès au canal. On les retrouve notamment dans les réseaux cellulaires de téléphonie mobile avec l'utilisation du TDMA¹ dans le cas des réseaux GSM et l'utilisation du CDMA² depuis l'avènement des flux numériques dans les réseaux UMTS.

1. TDMA : Time Division Multiple Access

2. CDMA : Code Division Multiple Access

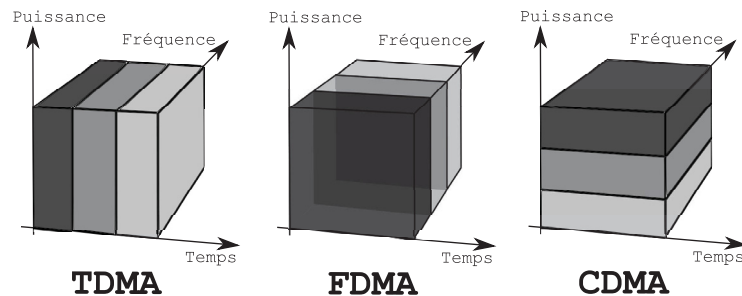


Figure 4.1 : Techniques d'accès par répartition en temps, en fréquence et en code.

Le **TDMA** est une technique d'accès dont le principe consiste à faire une division du temps en intervalles. Chaque noeud du réseau se voit assigner un intervalle de temps dans lequel il est autorisé à communiquer. Cette technique permet de prévenir le risque de collision.

Le **FDMA**³ est une technique d'accès basée sur le même principe que le TDMA, mais qui divise cette fois-ci la fréquence en plusieurs canaux.

Le **CDMA** partage l'accès au canal avec l'utilisation de codes orthogonaux autorisant ainsi différents signaux à être émis au même instant et à la même fréquence. Néanmoins, sa mise en oeuvre est plus complexe et nécessite des capacités de calcul supérieures aux ressources généralement disponibles dans un capteur sans fil.

L'avantage de ces différentes techniques d'accès réside dans la prévention du risque de collision par leur approche déterministe, l'allocation du canal étant statique. En contrepartie, elles sont moins adaptées aux flux de données de trafic variable.

4.2.1.2 Les techniques d'accès par compétition

Les techniques d'accès fondamentales basées sur la compétition fournissent une allocation dynamique du canal. Il existe deux types de protocoles : le protocole ALOHA et le CSMA⁴ qui dérive du premier.

Le protocole ALOHA est un protocole MAC où chaque noeud entre en compétition pour accéder au support de communication, c'est à dire, pour un système sans fil, le canal de propagation. Dans le cas de l'émission simultanée d'au moins deux noeuds, il y aura donc collision. Avec le protocole "ALOHA slotted", les messages ne peuvent être envoyés que dans des fenêtres temporelles de tailles fixes ce qui améliore nettement son efficacité.

Le protocole CSMA est plus sophistiqué car les noeuds écoutent le canal pour vérifier s'il est libre avant d'émettre. Si au contraire le canal est occupé, les noeuds retiennent une émission après une période aléatoire de backoff. Cet algorithme calcule un temps aléatoire de retransmission selon le nombre de tentatives de transmission exécutées.

4. Carrier Sense Multiple Access

4.2.2 Les protocoles issus de la communauté sans fil

Les protocoles MAC issus de la communauté sans fil peuvent être classés en trois catégories comme sur la figure 4.2 :

- Les protocoles ordonnancés ou basés sur la réservation du canal
- Les protocoles basés sur la compétition d'accès
- Les protocoles basés sur l'échantillonnage de préambule

Deux approches se distinguent pour la régulation d'accès sur un canal sans fil partagé : les protocoles ordonnancés et ceux basés sur la compétition d'accès. Tout autre protocole est généralement dérivé d'une de ces techniques ou de leur combinaison.

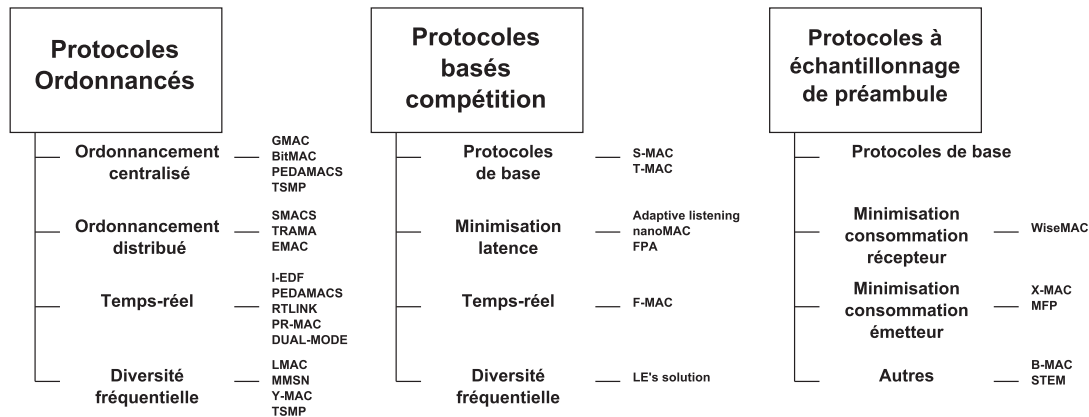


Figure 4.2 : Classification des protocoles MAC issus de la communauté sans fil.

4.2.2.1 Les protocoles ordonnancés

Les réseaux dont le trafic est dense ou de nature périodique sont généralement mieux gérés avec les protocoles ordonnancés. Les protocoles de ce type construisent un ordonnancement que tous les noeuds du réseau doivent suivre. Un ordonnancement est constitué généralement d'une série d'intervalles qui peut être généralisée pour partager le canal en temps (TDMA), en fréquence (FDMA) ou en code (CDMA). Lorsqu'un noeud a besoin d'envoyer un message, il attend alors l'intervalle qui lui est dédié sachant pertinemment qu'aucun autre noeud ne peut émettre dans son espace réservé. Cette approche est intéressante puisqu'une fois la séquence construite, elle élimine le risque de collision et diminue la quantité d'écoute passive et de surcoût d'écoute. Elle permet en plus de délimiter le réseau en termes de latence, d'équité des noeuds et de débit dans des conditions de trafic chargé. Néanmoins, ce type de protocole ne présente généralement pas une bonne adaptabilité aux flux de données de trafic variable. Qui plus est, l'allocation du canal étant statique, la connaissance de la topologie du réseau (nombre de noeuds) est nécessaire pour la construction initiale de l'ordonnancement. Dans la littérature, il existe principalement deux modes de gestion de l'ordonnancement : une gestion centralisée comme dans [138, 139, 140, 141] ou bien distribuée comme dans [142, 143].

4.2.2.2 Les protocoles basés sur la compétition d'accès

Cette catégorie de protocoles [144, 145] utilise des périodes communes d'activités et de sommeil. Les périodes actives sont dédiées aux communications alors que les périodes de sommeil permettent de basculer un émetteur/récepteur en état de veille pour réduire sa consommation. Durant les périodes d'activité, les noeuds entrent en compétition pour accéder au canal en utilisant des mécanismes d'écoute de porteuse de type CSMA/CA. Dans cette famille de protocoles, l'allocation du canal est donc réalisée de façon dynamique, autrement dit elle possède une bonne adaptabilité à un trafic variable. Cette caractéristique présente l'avantage de permettre un déploiement aléatoire du réseau, mais en contrepartie le risque de collision augmente fortement avec le nombre d'entités communicantes. Enfin, il est important de noter qu'avec ce type de protocole, il est nécessaire de maintenir un certain niveau de synchronisation pour conserver les périodes d'activités et de sommeil communes à tous les noeuds du réseau.

4.2.2.3 Les protocoles basés sur l'échantillonnage de préambule

Contrairement aux deux familles précédentes de protocoles MAC, les protocoles fonctionnant sur le principe de l'échantillonnage de préambule n'ont pas besoin que les noeuds soient synchronisés (synchronisation des échanges) pour communiquer. Cette catégorie de protocoles [146, 147] n'a pas besoin d'utiliser de périodes communes d'activités et de sommeil. A la place, chaque noeud est laissé libre de choisir son cadencement indépendamment des autres noeuds du réseau. Les noeuds écoutent périodiquement le canal pendant un laps de temps très court noté CCA⁵ afin de vérifier si une transmission radio est en cours. Le temps d'attente d'un noeud entre deux CCA correspond à l'intervalle de vérification noté CI⁶. Avant d'émettre ses données, un émetteur doit être sûr que le destinataire est éveillé. Pour cela, la durée du préambule de trame doit nécessairement être aussi longue que l'intervalle de vérification CI du récepteur. Ainsi, l'émetteur est certain que le récepteur sera éveillé pour réceptionner les données.

4.2.2.4 Les protocoles basés sur un réveil à la demande

Ces protocoles ne sont pas représentés sur la classification de la figure 4.2 parce que les techniques d'accès associées à ces protocoles peuvent être issues de n'importe quelle catégorie. Néanmoins, ils font tout de même partie des protocoles issus de la communauté de recherche sans fil.

L'origine du développement de ce type de protocole est liée à l'observation des sources de dissipation d'énergie dans les réseaux de capteurs. Plusieurs études [148, 149] portent sur le fait que l'énergie dissipée pour l'écoute passive représente la principale source de gaspillage d'énergie. Pour répondre à cette problématique, des solutions comme dans [150] ont choisi d'introduire une partie matérielle supplémentaire pour éliminer le phénomène d'écoute passive. Cette partie matérielle est dédiée à la mise en oeuvre d'une deuxième radio qui, avant le début du processus de transmission de données, permet de réveiller le capteur avec lequel on désire communiquer. De cette manière, le capteur peut être complètement endormi, ce qui n'est pas le cas dans les protocoles ordonnancés. Dans les protocoles ordonnancés, un capteur consomme

5. Clear Channel Assessment

6. Check Interval

de l'énergie pour se maintenir prêt à se réveiller à la date prévue. Cette consommation est due à celle de l'oscillateur et du timer qui décomptent le temps restant avant de réveiller le microcontrôleur. L'efficacité de l'utilisation de cette deuxième radio repose alors sur la consommation de cette partie matérielle supplémentaire [151, 152, 153]. Pour être efficace, elle doit donc être inférieure à la consommation initiale du capteur en mode veille.

Une autre solution proposée notamment dans [154] réside dans le couplage de la technologie RFID⁷ avec la technologie des réseaux de capteurs. L'ajout de tags RFID passifs à chaque capteur permet de fournir un mécanisme de réveil pour le microcontrôleur et la partie radio peut alors être allumée sur demande. Cette approche élimine complètement l'énergie consommée pour l'écoute passive et n'introduit pas de consommation supplémentaire puisque les tags RFID passifs ne sont pas alimentés. L'originalité de cette approche repose également sur l'identification déjà présente sur les puces RFID ce qui permet de réveiller un capteur indépendamment des autres (mode unicast). Cependant avec cette technologie, les portées de transmission sont réduites (dizaine de mètres) et l'utilisation d'un mode de communication multi-sauts devient nécessaire. De plus, à l'heure actuelle, cette implémentation est difficile car les puces RFID du marché sont entièrement fermées et ne possèdent pas de broche de sortie pour venir réveiller le microcontrôleur via une interruption externe. Ce type d'étiquette RFID est encore en développement mais pourrait s'avérer être une solution technologique efficace dans un futur proche.

4.2.3 Les protocoles issus des standards IEEE

Les protocoles MAC issus des standards IEEE sont le fruit de la combinaison des différentes familles de protocoles décrites auparavant. Ils essaient de combiner les avantages de chaque type de protocole pour obtenir de bonnes performances sous différentes conditions de trafic. Ces protocoles sont qualifiés d'hybrides et présentent généralement une structure de trame flexible.

4.2.3.1 IEEE 802.11 (WiFi)

La couche MAC du standard IEEE 802.11 spécifiée dans [155] définit deux modes différents pour la gestion de l'accès au canal : un mode DCF⁸ et un mode PCF⁹.

Le mode DCF est basé sur le protocole CSMA/CA. Les stations 802.11 entrent en compétition pour accéder au canal et tentent de transmettre leurs données si aucune autre station n'est en cours de transmission. Si le canal est occupé au moment de la tentative de transmission, la station est dans l'obligation d'attendre une période aléatoire de backoff avant de retenter d'accéder au canal. Ce délai d'attente aléatoire est une caractéristique importante du standard puisqu'il permet de diminuer le risque de collision liées aux retransmissions.

Dans l'objectif de fournir une meilleure qualité de service, la couche MAC du standard 802.11 spécifie l'utilisation d'un mode d'accès optionnel, le mode PCF, dans lequel les points d'accès garantissent individuellement l'accès au canal à chaque station. La méthode employée est une méthode de scrutation périodique où chaque station est interrogée à tour de rôle. Dans ce mode, la gestion de l'accès au canal est donc centralisée et les stations ne peuvent

7. Radio Frequency IDentification

8. Distributed Coordination Function

9. Point Coordination Function

transmettre sans l'autorisation du point d'accès. En pratique, ce mode n'est jamais utilisé seul et la période de temps dédiée au trafic PCF (s'il est activé) intervient alors alternativement entre les périodes de compétition (DCF).

Ce fonctionnement hybride implique l'utilisation alternative des deux modes de gestion d'accès au canal et permet au réseau de supporter à la fois un mode de fonctionnement synchrone (par exemple pour les applications multimédia) et asynchrone (par exemple pour les applications web).

4.2.3.2 IEEE 802.15.3 (Bluetooth)

Le protocole IEEE 802.15.3 défini dans [156] utilise un modèle maître/esclaves dans lequel un périphérique maître, appelé contrôleur piconet (PNC¹⁰), gère et contrôle le réseau. Le PNC coordonne les accès au canal en émettant des balises qui marquent le début d'une supertrame. Cette supertrame est composée de deux périodes : une période de compétition d'accès CAP¹¹ optionnelle et une période CTAP¹². Les périphériques dépendant d'un piconet se synchronisent avec le PNC après avoir reçu la balise, puis transmettent leurs données dans la période CAP ou CTAP. Pour transmettre dans la période CTAP, un périphérique émet une requête pour obtenir des intervalles de temps. Si le PNC répond à la requête du périphérique, ce dernier obtient le droit exclusif de transmettre dans les intervalles de temps qui lui sont dédiés. Durant leur intervalle respectif, chaque périphérique peut immédiatement transmettre n'importe quelle trame sans avoir le besoin d'entrer en compétition pour accéder au canal.

4.2.3.3 IEEE 802.15.4 (Zigbee)

La couche MAC proposée dans le standard IEEE 802.15.4 et définie dans [134] se veut flexible en autorisant deux modes de communication : le mode balisé et non balisé. Le second mode de fonctionnement est en réalité un simple protocole CSMA/CA. Les caractéristiques les plus efficaces d'un point de vue énergétique sont fournies par le mode balisé. Dans ce mode, le standard spécifie l'utilisation d'une supertrame (figure 4.3) séparée en deux périodes : une période active et une inactive. La durée de ces deux périodes est réglable ce qui permet d'ajuster selon l'application le rapport cyclique¹³ d'un capteur. Chaque période active est précédée par une trame balise qui est transmise par le coordinateur du réseau et définie par son intervalle BO¹⁴. La longueur de la période active est quant à elle déterminée par le paramètre SO¹⁵. Ainsi, le rapport cyclique d'un capteur peut s'exprimer par l'expression $2^{SO}/2^{BO}$. De plus, la période active divisée en 16 intervalles de temps est constituée de trois éléments : une balise, une période de contention CAP¹⁶ et d'une période CFP¹⁷. Durant la période de contention CAP, les noeuds entrent en compétition pour accéder au canal selon un mécanisme "CSMA/CA slotted". De cette manière, l'écoute de porteuse effectuée avant toute tentative de transmission est bornée dans des intervalles dédiés. Cette méthode permet de limiter le risque

10. Piconet Network Controller

11. Contention Access Period

12. Channel Time Allocation Period

13. le rapport entre les périodes où le capteur est allumé ou éteint

14. Beacon Order

15. Superframe Order

16. Contention Access Period

17. Collision Free Period

de collision en évitant les périodes de vulnérabilité qui peuvent apparaître lorsqu'un noeud croit que le canal est libre alors qu'un autre noeud est en réalité en train de basculer en mode émission. La période CFP n'est quant à elle disponible que si des intervalles temporels dédiés pour de la qualité de service dénommés GTS¹⁸ sont alloués par le coordinateur. Chaque GTS peut occuper plusieurs intervalles de temps parmi les 16 disponibles, mais seulement 7 GTS sont autorisés dans la période CFP. Les allocations de GTS sont un moyen de fournir une qualité de service supérieure, notamment dans le cas d'un transfert de contenu multimédia. Ainsi, un noeud écoute la balise en premier pour savoir si un GTS lui a été réservé ou non. Si c'est le cas, il éteint sa partie radio jusqu'à l'arrivée de son GTS et transmet alors ses données. Si aucun GTS n'a été réservé, il utilise le mode CSMA/CA pendant la période CAP pour accéder au canal où des procédures typiques de backoff exponentielles sont appliquées. Le mode balisé offre donc une gestion de l'accès au canal la plus efficace d'un point de vue énergétique puisque la gestion des échanges est réalisée par le coordinateur du réseau. Cependant, le coordinateur désigné est plus fortement sollicité que les autres noeuds du réseau. Par conséquent, il ne doit pas être contraint énergétiquement ou doit alors posséder une capacité de batterie supérieure à celle des autres noeuds du réseau.

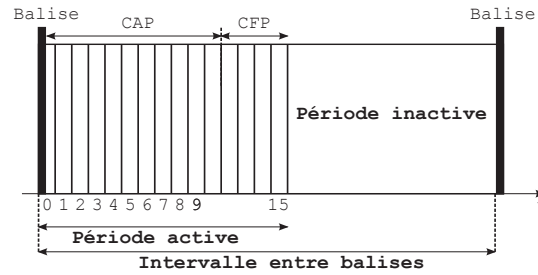


Figure 4.3 : Structure d'une supertrame dans le standard IEEE 802.15.4.

L'intervalle BI exprime l'intervalle de temps entre deux balises. Il est fixé grâce au paramètre BO :

$$BI = aBaseSuperframeDuration \cdot 2^{BO} \quad (4.1)$$

Le paramètre BO est borné entre $1 \leq BO \leq 14$. Le terme *aBaseSuperframeDuration* est défini dans la norme [134] et représente le nombre de symboles formant une supertrame.

$$aBaseSuperframeDuration = aBaseSlotDuration \cdot aNumSuperframeSlots \quad (4.2)$$

aNumSuperframeSlots est égal à 16 et représente le nombre d'intervalles d'une supertrame. *aBaseSlotDuration* est fixé par le standard à 60 et correspond au nombre de symboles qui forme un intervalle d'une supertrame. Dans le cas d'une modulation binaire et un débit égal à 250 kbps, l'intervalle maximum entre les balises est donc égal à 62 secondes.

4.2.3.4 Synthèse sur les standards IEEE

Les protocoles MAC provenant des standards IEEE présentent le même type de structure. Ils sont qualifiés d'hybrides car leurs mécanismes d'accès au canal sont basés sur deux fenêtres

18. Guaranteed Time Slots

temporelles périodiques. Une fenêtre dans laquelle les noeuds entrent en compétition pour accéder au canal (modes DCF pour WiFi, non balisé pour Zigbee) et une fenêtre dans laquelle un espace temporel est réservé pour fournir une meilleure qualité de service (modes PCF pour WiFi, balisé pour Zigbee). Le mode DCF est le plus utilisé en pratique par le standard IEEE 802.11 car ce dernier est plutôt dédié aux applications avec des flux de trafic non-périodiques comme les applications web. Toutefois, malgré leur bonne flexibilité, les protocoles hybrides (tout comme les protocoles ordonnancés) ont besoin d'une synchronisation de l'ensemble du réseau ainsi que le maintien de cette synchronisation. Dans le standard IEEE 802.15.4, deux méthodes sont envisagées : le mode suivi de balise et le mode non-suivi. Dans le premier cas, les noeuds se synchronisent à la première balise, puis utilisent les informations insérées pour allumer leur partie radio juste avant la balise suivante en prenant en compte les dérives d'horloge. Dans l'autre cas, la synchronisation n'est effectuée qu'une seule fois lorsque certaines données doivent être transférées. Dans ce dernier cas, selon la fréquence des échanges de données, la durée de synchronisation peut être importante. Cette méthode dépend linéairement de la vitesse de transmission et de la fréquence des échanges d'informations.

4.2.4 Les protocoles issus des réseaux locaux industriels

4.2.4.1 Introduction

A l'origine, le développement des protocoles MAC dans le monde industriel avait pour objectif d'améliorer les performances des réseaux locaux et de diminuer les coûts de production en réduisant le nombre de câbles et en utilisant un seul support de transmission. Les applications visées dans le monde industriel ont exigé le développement de protocoles temps-réels où les contraintes temporelles sont bien plus strictes que pour les réseaux de capteurs. Contrairement aux réseaux de capteurs, ces protocoles n'ont pas de contraintes énergétiques. Néanmoins, les performances atteintes notamment en termes d'efficacité du réseau méritent que l'on s'intéresse à leur fonctionnement. Cette famille de protocole présente des caractéristiques temporelles qui sont déterministes et qui, par conséquent, facilitent la synchronisation des échanges entre capteurs tout en prévenant les phénomènes de collision et d'écoute passive.

4.2.4.2 Définition et classification standard

Comme introduit précédemment, les protocoles MAC issus du monde industriel se démarquent par des contraintes temps-réel fortes qui nécessitent la définition précise des mécanismes d'ordonnancement utilisés.

Par définition, un ordonnancement est conditionné selon son algorithme. On distingue les algorithmes hors-ligne où les paramètres temporels sont connus à l'avance, et les algorithmes en ligne où les paramètres temporels à un instant précis suffisent pour générer la séquence d'ordonnancement à appliquer sur les instants suivants.

Un protocole à ordonnancement hors-ligne est donc, par définition, toujours plus robuste qu'un protocole à ordonnancement en-ligne. En effet, l'ordonnancement étant effectué au préalable, la séquence de transfert des messages n'est pas perturbée par la violation des spécifications temporelles d'autres flux. Par exemple, si un flux augmente sa cadence de production, il ne pourra pas transmettre tous les messages qu'il produit (seule une séquence correspondante à l'ordonnancement pré-défini est transmise) mais les autres flux ne s'en aperçoivent pas (seul le flux fautif est pénalisé).

Dans le cas d'un protocole à ordonnancement en-ligne, l'ensemble des flux de messages temps-réel reste ordonnançable tant que le test d'ordonnançabilité est respecté. Dans le cas d'une violation par un flux des spécifications temporelles, il peut y avoir des échéances d'autres flux non respectées.

En plus de son type d'algorithme, un ordonnancement est généralement défini sous l'angle d'une séquence de deux processus :

- Un processus d'arbitrage d'accès qui détermine quand la station a le droit d'utiliser le support de transmission.
- Un processus de contrôle de transmission qui détermine combien de temps la station a le droit d'utiliser le support de transmission.

La classification standard (figure 4.4) est basée sur cette définition en prenant en compte la prépondérance de l'un des processus. Pourtant, la problématique évidente associée à cette classification réside dans le cas où aucun des deux processus n'est prépondérant.

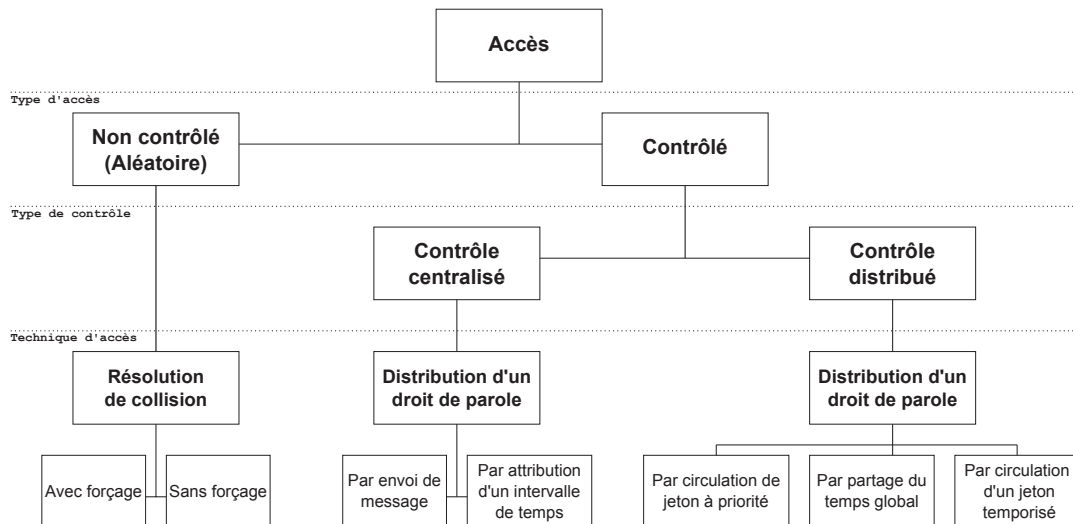


Figure 4.4 : Classification standard.

4.2.4.3 La classification proposée par Vasques

La classification proposée par F.Vasques dans sa thèse [157] permet de palier la problématique de la classification standard en définissant deux classes de protocoles différentes selon que l'ordonnancement est basé sur une assignation de priorités aux flux de messages ou sur une garantie du temps d'accès borné aux stations (figure 4.5).

Les protocoles de classe 1 ont par définition un processus d'arbitrage d'accès constitué de deux mécanismes : un mécanisme d'assignation de priorités à chaque flux de message (assignation statique) ou à chaque message individuel (assignation dynamique) ; et un mécanisme global d'arbitrage de priorités qui détermine, en ligne ou hors-ligne, le flux de message ou le message qui accède au médium. L'arbitrage d'accès en-ligne effectue simultanément la mise en oeuvre de l'arbitrage d'accès et la mise en oeuvre effective du transfert. L'arbitrage d'accès hors-ligne distingue ces deux activités. Il évalue en premier

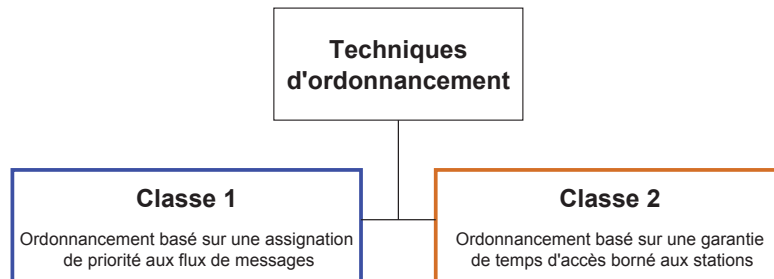


Figure 4.5 : Classification des mécanismes d'ordonnancement selon Vasques.

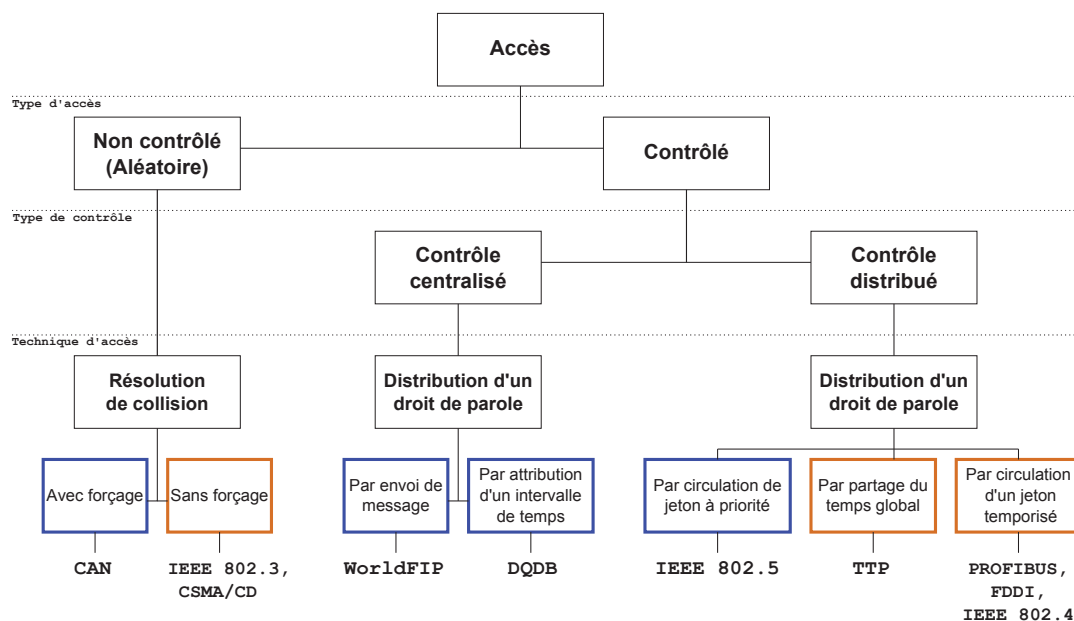


Figure 4.6 : Réécriture de la classification proposée par Vasques.

la séquence des flux de messages à transférer à partir des connaissances des priorités, puis effectue la mise en oeuvre du transfert de la séquence des flux de messages. Dans cette classe, le contrôle de la durée de transmission est quant à lui effectué simplement par le transfert d'un message par accès arbitré. Par exemple, dans le standard IEEE 802.5 (passage de jeton en anneau), le jeton est donné pour un seul message et permet de connaître le temps maximum de transmission. On retrouve également dans cette classe de protocole, les protocoles CAN, WorldFIP et DQDB (figure 4.6).

Les protocoles de classe 2 définissent un processus d'arbitrage d'accès qui a pour objectif de permettre un temps d'accès minimum aux différentes stations. Le contrôle de la durée de transmission peut être élémentaire avec un message transmis par station, ou alors plus sophistiqué en effectuant une allocation de bande passante. Cette allocation de bande est effectuée par l'intermédiaire de deux mécanismes : un mécanisme de gestion globale qui prend en compte le temps d'utilisation du réseau en fonction des besoins temps-réel de chaque station ; et un mécanisme de gestion locale qui évalue d'abord les besoins de

chaque station pour en informer la gestion globale qui gère ensuite l'allocation de bande parmi les flux de messages appartenant à la station afin de respecter les contraintes temporelles. On retrouve dans cette classe, les protocoles à passage de jeton temporisé comme Profibus, ou encore les protocoles TTP et 802.3 (figure 4.6).

Les principales différences entre la classe 1 et la classe 2 se situent au niveau de la propagation des fautes temporelles.

Dans un protocole de classe 1, si l'algorithme d'assignation de priorité est dynamique, la propagation d'une faute temporelle est imprévisible, c'est-à-dire que les flux qui peuvent voir leurs échéances non respectées ne sont pas connus au préalable. Par contre, si l'algorithme est statique, la propagation des fautes temporelles est prévisible car elle affecte d'abord les flux de messages qui ont les priorités les plus basses dans le système.

Dans un protocole de classe 2, la violation des spécifications temporelles n'affecte que les flux de la station concernée car la durée pendant laquelle chaque station peut utiliser le réseau est limitée par la bande passante allouée (partage du temps global, cycle d'un jeton temporisé).

4.2.5 Comparaison préliminaire

L'objectif de cette comparaison préliminaire entre les protocoles MAC consiste à orienter nos choix vers une famille de protocole adaptée à l'application à notre réseau de capteurs. A première vue, il existe une différence notable entre les protocoles MAC temps-réel et les autres familles de protocoles. Comme abordé précédemment, cette différence se situe essentiellement sur la définition des mécanismes d'ordonnancement. Dans les autres familles de protocoles, ces mécanismes sont plus ou moins bien définis. Afin d'avoir un élément de comparaison commun, nous proposons d'inclure ces protocoles dans la classification initiale de Vasques (figure 4.7).

La première remarque que nous pouvons faire concerne les protocoles issus des standards IEEE sans fil. Comme décrit dans cet état de l'art, ces derniers présentent une structure hybride. Ils apparaissent donc dans les deux classes de protocoles. Les modes basés sur la compétition d'accès sont classés en tant que protocoles de classe 1. Ils présentent, en effet, un mécanisme d'ordonnancement basé sur une assignation de priorité aux flux de messages. Les autres modes des protocoles IEEE entrent dans la deuxième classe, puisque les intervalles de temps dédiés correspondent à un ordonnancement basé sur une garantie du temps d'accès. Ils sont, pour les trois, contrôlés de manière centralisée.

On observe, pour les protocoles issus de la communauté sans fil, un classement des protocoles basé sur la compétition d'accès et sur l'échantillonnage de préambule dans la classe 1. Les protocoles ordonnancés se situent quant à eux dans la deuxième classe, seul le type de contrôle d'accès les différencie.

Malgré tout, cet élément de comparaison n'est pas suffisant pour orienter nos choix de conception. En effet, dans le cadre de notre application, il est important de prendre en considération les moyens de gestion des différents types de trafic (périodique et apériodique). Pour cette raison, nous introduisons donc un tableau comparatif (tab.4.1) qui inclut les normes IEEE sans fil et les protocoles MAC temps-réel. Selon la nature du trafic, on observe alors différentes techniques de gestion de l'accès au canal. Les spécifications de l'application discutées à la fin du premier chapitre imposent en réalité une gestion des flux de trafic périodique et apériodique.

Pour les trafics de nature périodique, nous observons trois mécanismes : une répartition par intervalle de temps (TDMA), un mécanisme de scrutation périodique ou encore un méca-

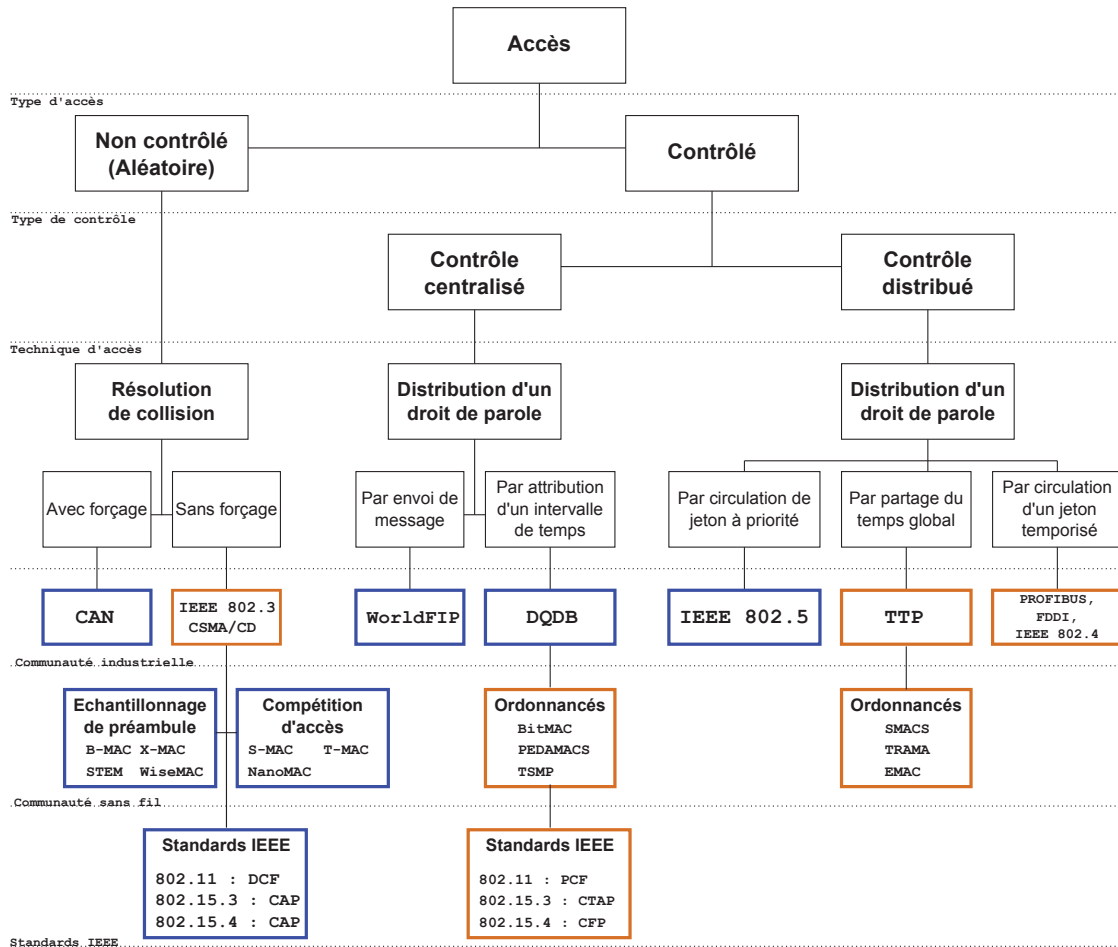


Figure 4.7 : Classification proposée.

nisme de passage de jeton (802.5 ou Profibus). Les deux premiers mécanismes sont également présents dans les protocoles issus de la communauté sans fil et répondent généralement assez bien aux problématiques de gestion du trafic périodique. Toutefois, ces mécanismes de gestion présentent un inconvénient majeur. Ils ne fournissent aucun moyen aux capteurs de communiquer dans une autre fourchette de temps pour avertir leur maître (coordinateur des échanges) d'un problème potentiel. Par conséquent, en particulier dans les normes IEEE, les protocoles étant hybrides, une partie du temps est consacrée à la circulation du trafic non-périodique et peut servir pour avertir d'un problème potentiel.

En ce qui concerne la gestion du trafic non-périodique, la principale solution répertoriée dans le tableau est une technique classique de type CSMA/CA permettant ainsi une plus grande flexibilité du réseau. Toutefois, cette solution n'est pas optimale car, même si elle répond à la gestion des communications sporadiques, elle réduit considérablement la robustesse du réseau. En effet, selon la taille du réseau et la fréquence des échanges d'informations, les collisions inhérentes à cette gestion d'accès au canal impliquent des retransmissions qui sont des sources de consommation supplémentaire. De plus, cette méthode augmente la plupart

Protocole	Trafic périodique	Trafic aperiodique	Inconvénients
802.11	Scrutation périodique	CSMA/CA	RTS/CTS
802.15.3	Allocation temporelle	CSMA/CA	RTS/CTS
802.15.4	Scrutation périodique	CSMA/CA	Pas de RTS/CTS
CAN		CSMA/CA	RTS/CTS
DQDB	Stratégie FIFO		Scalabilité
WorldFIP	Scrutation périodique	Requêtes	
802.5	Passage d'un jeton en anneau		Pas de garantie temps d'accès jeton
802.3		CSMA/CD	
TTP	TDMA		Pas de scalabilité
Profibus	Passage d'un jeton temporisé	Réserve bande passante	
AS Interface	Scrutation périodique		
Flexray	FTDMA, segment statique	Segment dynamique	

Tableau 4.1 : Tableau comparatif de différents protocoles MAC.

du temps considérablement la surcharge du réseau par l'utilisation de trames de contrôle RTS/CTS nécessaires pour contrer le phénomène des stations cachées. La deuxième solution utilisée pour la gestion du trafic non-périodique est une réserve de bande passante. Au niveau des protocoles à passage de jeton temporisé, il s'agit du temps restant après l'ordonnancement du trafic périodique.

4.2.6 Synthèse de l'état de l'art

L'efficacité d'un protocole MAC dépend essentiellement de l'application envisagée, de l'architecture du réseau et de la flexibilité souhaitée.

Les solutions apportées par la communauté sans fil mettent principalement l'accent sur les méthodes d'accès au canal et les stratégies de mise en veille. Elles mettent généralement de côté la définition des services demandés et fournis par les autres couches du modèle OSI. Toutefois, dans le cadre de l'élaboration d'un composant réseau et afin d'assurer une bonne interopérabilité entre les différentes entités communicantes, le respect du modèle OSI (même réduit à 3 couches) est essentiel.

Les solutions adoptées dans les normes IEEE sont des solutions hybrides qui peuvent être suffisamment évolutives pour répondre à un grand nombre d'applications. Le standard 802.11 est plutôt dédié aux applications multimédia et internet, le standard 802.15.3 pour les appareils informatiques et les transmissions audio de faible portée, et le standard 802.15.4 pour les réseaux de capteurs sans fil et les applications industrielles. Toutefois, les piles protocolaires se voulant flexibles, elles sont la plupart du temps plus conséquentes et donc moins efficaces d'un point de vue énergétique qu'un protocole spécifiquement dédié à une seule application.

A travers cet état de l'art, nous avons pu voir que les efforts de recherche se concentrent essentiellement sur l'optimisation de systèmes entièrement distribués. Il existe, en effet, un nombre impressionnant de protocoles MAC et il devient très difficile de faire un choix optimal compte tenu des différents critères. Pour cette raison, de nombreux développements concernent

la réalisation de plateformes expérimentales [158]. Ces plateformes ont pour objectif d'aider le développement d'applications, mais également de valider la fiabilité et l'efficacité énergétique des protocoles de communication développés.

Dans le cadre de notre application, les besoins nécessaires ne justifient pas l'utilisation d'un réseau de capteurs sans infrastructure. Qui plus est, de bien meilleures performances sont obtenues lorsque l'architecture du réseau est organisée de façon centralisée. A partir de là, l'efficacité du protocole dépend essentiellement de l'efficacité de l'ordonnancement. En se basant alors sur la classification des protocoles définie dans cet état de l'art, la combinaison d'un protocole de classe 2 et d'un algorithme d'ordonnancement hors-ligne se trouve être la solution adéquate pour notre application. Nous avons en effet souligné dans les paragraphes précédents, les performances d'un algorithme d'ordonnancement hors-ligne comparé à un algorithme en-ligne. L'ordonnancement hors-ligne est plus compétitif notamment pour les flux de trafics périodiques. Son implémentation permet un taux d'utilisation élevé du réseau, une prédiction de la séquence temporelle du trafic et une garantie de non surcharge du réseau. Enfin, dans le cas d'un changement de topologie dû à la perte de noeuds ou à l'intégration de nouveaux capteurs, la propagation des fautes temporelles est limitée. Dans notre cas, le critère principal ne concerne pas les fautes temporelles, mais les conséquences énergétiques dues aux retransmissions. Les trafics de nature non-périodiques quant à eux ne peuvent être pris en compte dans le cas d'un arbitrage hors-ligne que par des mécanismes de réservation de bande passante. Ce type de mécanismes peut être contraignant pour des réseaux de grande taille, mais s'avère être la solution la moins coûteuse en termes de nombre d'échanges (donc de consommation) pour notre application. Cette solution est en effet préférée à l'utilisation de techniques de type CSMA/CA qui peuvent réduire considérablement la robustesse des échanges radio.

Pour conclure, cet état de l'art nous permet d'orienter plus précisément nos choix vers un protocole MAC en se basant sur les performances des mécanismes d'accès et de partage du canal. Par rapport aux contraintes du cahier des charges initial, un protocole de classe 2 basé sur une garantie du temps d'accès aux stations dont le contrôle d'accès est centralisé et l'ordonnancement réalisé de façon hors-ligne, paraît le plus performant.

Néanmoins, il est important de rappeler que les performances d'un protocole sont étroitement liées à la mise en oeuvre des trames de communications. Cette mise en oeuvre est essentielle car, en plus d'assurer l'intégrité des données issues de la couche physique, elle va calibrer les performances énergétiques du protocole en définissant les durées de transmission et de réception pour chaque entité. Cette mise en oeuvre est très peu couverte dans la définition des protocoles présentés dans l'état de l'art. En pratique, ce sont les besoins applicatifs qui déterminent les solutions implémentées dans les structures syntaxiques des trames, mais d'un point de vue énergétique cette démarche n'est pas efficace.

Dans cette optique et parce qu'il est difficile de quantifier les performances énergétiques d'un protocole, nous proposons dans la suite de ce chapitre, une analyse énergétique complémentaire sur différents protocoles MAC. Notre démarche se distingue par une approche conjointe avec la prise en compte de la couche physique dans l'analyse des performances de la couche MAC.

4.3 Analyse et optimisation énergétique

Après avoir introduit un état de l'art sur les différentes familles de protocoles MAC, nous proposons dans cette partie d'analyser plus précisément les performances énergétiques de différents protocoles MAC. Dans un premier temps, nous soulignons pourquoi il est important de prendre en compte les performances de la couche physique dans l'évaluation de la couche MAC. Ensuite, nous proposons d'analyser différents protocoles MAC en prenant en compte conjointement dans l'évaluation : le volume de trafic dans le réseau, les performances de la couche physique via un critère de TEB et enfin les pertes de synchronisation.

4.3.1 Interdépendance et optimisation conjointe

A travers l'état de l'art des protocoles MAC, nous avons souligné que les performances énergétiques de chaque couche du modèle OSI étaient inter-dépendantes les unes des autres. Autrement dit, les performances d'un protocole MAC dépendent directement des performances de la couche physique, d'une part, et des demandes de services de la couche application, d'autre part. La figure 4.8 permet d'illustrer les niveaux d'interactions sur lesquels une optimisation conjointe est nécessaire pour améliorer l'efficacité énergétique de la couche MAC d'un réseau de capteurs.

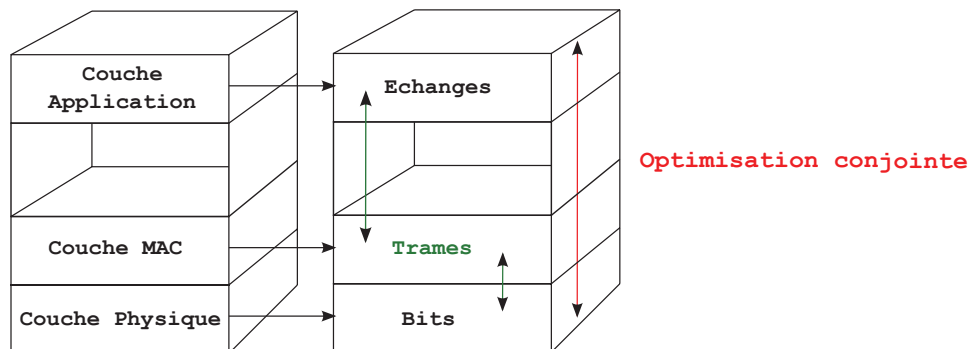


Figure 4.8 : Niveaux d'interactions et optimisation conjointe.

Les interactions entre les couches du modèle sont décomposables suivant le format d'échange des informations :

- Le format binaire est utilisé au niveau de la couche physique pour numériser les données analogiques acquises et adapter l'information à transmettre au support de transmission (modulation).
- Le format trame est utilisé au niveau de la couche MAC pour encapsuler les informations binaires de façon à structurer les échanges d'informations.
- Enfin les informations sont interprétées en termes d'échanges ou de messages au niveau de la couche application.

Ces trois formats contribuent aux interactions inter-couches. On retrouve plus précisément deux interactions (flèches vertes) : une entre la couche physique et la couche MAC notée par la suite PHY↔MAC, et une autre entre la couche MAC et la couche application que l'on notera MAC↔APP. L'interaction PHY↔MAC représente le train binaire issu de la couche physique et qui devient la cargaison de données à l'intérieur d'une trame MAC. L'interaction

MAC↔APP représente les trames fournies par la couche MAC selon les services demandés par la couche application.

D'après cette illustration, la mise en forme syntaxique des trames se trouve au centre des interactions entre les couches. Les structures et les longueurs de trames sont affectées par les performances des couches physique et application, et conditionnent les performances énergétiques de la couche MAC. En effet, si la longueur de trame augmente, les durées de transmission et de réception augmentent, impactant directement la consommation globale du réseau.

Plus précisément, l'impact de la couche physique sur la définition des trames de communication est lié aux performances de la couche physique vis-à-vis du canal de propagation (modulation, codes correcteurs d'erreurs). Selon la robustesse de la couche physique, la détection et la correction d'erreurs au niveau trame peuvent être plus ou moins importantes (champ CRC¹⁹). De la même manière, le type de modulation utilisé et l'architecture matérielle dédiée à la réception pour la démodulation (récupération de porteuse, récupération du rythme binaire) vont entraîner des préambules de trame plus ou moins conséquents (champs de synchronisation).

L'impact de la couche application se situe au niveau des besoins applicatifs, de maintenance et des services demandés. Ces besoins conditionnent le nombre d'échanges d'informations dans le réseau, mais également la structure des trames avec l'insertion de champs supplémentaires (précision du type de service par exemple).

Les clefs de l'optimisation énergétique globale de la couche MAC reposent alors sur une optimisation conjointe des deux niveaux d'interactions :

- Entre les couches MAC et application, l'optimisation consiste à réduire le nombre de services de façon à ne pas augmenter le nombre et la longueur des trames de services. De cette manière, le nombre d'échanges d'informations est réduit au minimum et, par conséquent, le nombre de transmissions aussi.
- L'optimisation conjointe des couches physique et MAC repose dans ce manuscrit sur une adaptation de la puissance d'émission en fonction de la longueur de la trame (voir chapitre 3). Toutefois, il est essentiel de prendre en considération les performances de la couche physique dans l'évaluation des performances de la couche MAC. C'est l'analyse énergétique proposée dans la suite de ce chapitre.

4.3.2 Objectifs de l'analyse énergétique

L'objectif principal de cette analyse énergétique consiste à qualifier les performances de plusieurs protocoles MAC en termes de durée de vie. Cette analyse ajoutée à celle de l'état de l'art a pour but d'orienter nos choix pour la couche MAC vers une solution efficace pour notre application. L'analyse proposée dans cette section repose sur l'évaluation énergétique de trois protocoles MAC :

- Un protocole *idéal* qui servira de référence en tant que durée de vie maximale.
- Le standard IEEE 802.15.4 car étant le plus récent, il est préconisé dans les domaines industriel et domotique [159].

19. Cyclic Redundancy Code

- Le protocole WorldFIP issu du développement des réseaux locaux industriels et qui présente des techniques d'ordonnancement permettant d'obtenir des communications déterministes et qui, par conséquent, permet de prévenir le risque de collision.

Qui plus est, cette analyse sera menée avec quatre niveaux de précision afin d'évaluer l'impact de la couche physique sur les performances réelles d'un protocole MAC. Tout d'abord, une évaluation sans prise en compte des erreurs sera abordée. Ensuite, l'évaluation sera menée conjointement en prenant en considération le volume de trafic et le nombre de noeuds dans le réseau. Dans un troisième temps, les performances de la couche physique via un critère de TEB seront prises en compte. Finalement, les dérives d'horloges et les pertes de synchronisation induites seront abordées dans l'évaluation finale.

Les performances des différents protocoles sont qualifiées en termes de durée de vie via l'expression analytique de leur consommation de puissance. Le calcul de la durée de vie est basé sur le modèle de batterie présenté dans le premier chapitre et sur les consommations de la puce radio choisie pour l'étude expérimentale (chapitre 5) [32]. Dans l'estimation des durées de vie, on considérera les consommations de puissance les plus élevées qui sont liées à la puissance d'émission maximum soit 0 dBm. Le débit de données est fixé à 250 kbps. Les durées d'émission et de réception (T) mises en jeu pour chaque protocole s'expriment selon la longueur des trames (l_T) et le débit deb considéré, soit $T = \frac{l_T}{deb}$.

4.3.3 Evaluation sans prise en compte des erreurs

Il s'agit dans cette partie de réaliser une première évaluation sans prendre en compte les erreurs introduites par la couche physique ou les pertes de synchronisation. Cette première évaluation est donc un moyen de fournir une estimation grossière des performances et une référence par rapport aux dégradations réelles dues aux performances de la couche physique.

4.3.3.1 Protocole idéal

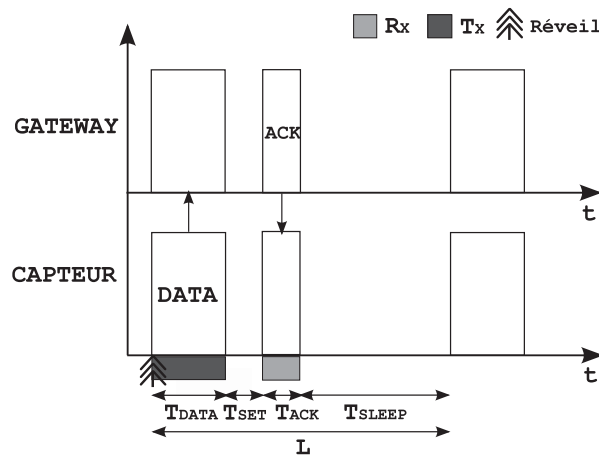
Comme expliqué précédemment, afin d'avoir une référence en termes de performances, nous définissons dans cette section un protocole dont le fonctionnement est idéal car il minimise le nombre d'échanges d'informations pour une communication donnée. Le fonctionnement de ce protocole est représenté sur la figure 4.9. Notons, que pour plus de lisibilité les décalages temporels liés aux temps de propagation ne sont pas représentés.

Après acquisition de la grandeur physique mesurée, le capteur décide de lui-même d'initier une transmission vers le gateway pendant une durée T_{DATA} . Le Gateway quant à lui est déjà prêt en mode réception à recevoir les données. Il transmet ensuite un accusé de réception (ACK) au capteur pour valider la transaction. L'intervalle de temps entre chaque transmission est noté L .

La puissance moyenne consommée au niveau du capteur peut s'exprimer alors de manière analytique par l'équation suivante :

$$P_{ideal} = P_{sleep} + \frac{\hat{P}_T \cdot T_{DATA} + \hat{P}_{set} \cdot T_{set} + \hat{P}_R \cdot T_{ACK}}{L} \quad (4.3)$$

Dans cette équation, $\hat{P}_T$, $\hat{P}_R$, $\hat{P}_{set}$ représentent respectivement l'augmentation de la consommation d'énergie par rapport à un état de veille (consommant P_{sleep}) pour une transmission, une réception et un changement de mode. T_{DATA} exprime la durée d'émission ou de réception

Figure 4.9 : Principe de fonctionnement du protocole *idéal*.

d'une trame de données. $T_{set} = T_{SetRx} = T_{SetTx}$ correspond à la durée pour basculer du mode réception au mode émission (et réciproquement). Enfin T_{ACK} correspond à la durée d'émission ou de réception d'un accusé de réception.

Figure 4.10 : Trame de données utilisée pour le protocole *idéal*.

Pour ce protocole, la longueur d'une trame de données est fixée à 13 octets (figure 4.10). Cette longueur a été choisie en adéquation avec les contraintes technologiques de la puce radio et les besoins en termes d'application. Afin d'avoir une synchronisation des échanges et une récupération du rythme binaire correcte, le préambule est donc fixé à 4 octets. Un champ d'adressage fixé à 1 octet permet une gestion du réseau jusqu'à 256 capteurs. Dans le cadre de l'application finale visant à dresser les bilans statistiques des différentes mesures, un estampillage temporelle des données est nécessaire. Un champ d'horodate fixé à 4 octets vient donc compléter la trame. Les champs de données et CRC sont fixés à 2 octets chacun. Notons tout de même que le choix de la longueur du CRC est fixé par rapport aux contraintes technologiques de la puce et que pour 7 octets utiles, il s'avère en réalité coûteux. Enfin, la longueur d'un accusé de réception est quant à lui fixé à 7 octets. Il s'agit en réalité d'une trame dont le champ horodate et le champ de données ont été supprimés. Toutefois, notons que selon l'intervalle de réponse le préambule n'est pas nécessaire pour ce type de trame.

A partir de l'estimation des performances énergétiques de ce protocole dit "idéal", il est alors possible d'évaluer le surcoût des mécanismes d'accès au canal des autres protocoles. De plus, il est possible d'évaluer le surcoût énergétique lié à la longueur des trames. Dans l'objectif d'avoir un élément de comparaison commun, le champ de données sera fixé pour les autres protocoles à 6 octets de manière à représenter les champs horodate et données combinés.

4.3.3.2 Le protocole IEEE 802.15.4, Zigbee

Après le protocole *idéal*, notre choix s'est porté sur l'évaluation du standard 802.15.4. Son fonctionnement est illustré sur la figure 4.11.

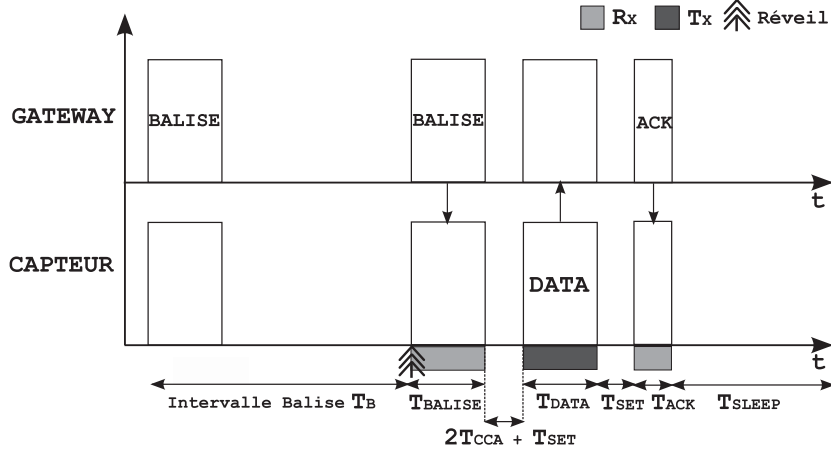


Figure 4.11 : Principe de fonctionnement du protocole IEEE 802.15.4.

Une trame balise est envoyée par le gateway tous les intervalles de temps T_B . Chaque capteur écoute cette trame pour se synchroniser, puis entre en compétition selon un processus CSMA/CA slotted pour accéder au canal. L'écoute de porteuse pour vérifier si le canal est libre avant d'émettre s'effectue pendant une période de temps égale à $2 T_{CCA}$. Le premier qui accède au canal transmet alors ses données et attend l'accusé de réception.

La puissance moyenne consommée par un capteur qui gagne l'accès au canal s'exprime alors par l'équation suivante :

$$P_{zigbee} = P_{sleep} + \frac{\hat{P}_R \cdot T_{BALISE}}{T_B} + \frac{\hat{P}_T \cdot T_{DATA} + 2 \cdot \hat{P}_{set} \cdot T_{set} + \hat{P}_R \cdot T_{ACK} + 2 \cdot \hat{P}_R \cdot T_{CCA}}{L} \quad (4.4)$$

Comme dans le cas du protocole *idéal*, $\hat{P}_T$, $\hat{P}_R$, $\hat{P}_{set}$ utilisent les mêmes définitions. La durée T_{CCA} représente la durée d'écoute d'un capteur pour vérifier si le canal est libre avant d'essayer de transmettre. La durée T_{BALISE} correspond à la durée d'écoute d'une trame balise. Dans cette illustration, les consommations supplémentaires liées au volume de trafic et à l'occupation du canal ne sont pas prises en compte.

D'après le standard IEEE 802.15.4, une trame balise est composée de 19 octets et un accusé de réception de 11 octets. En considérant un champ de données égal à 6 octets et un champ d'adressage d'un octet, la longueur d'une trame de données est fixée selon les spécifications du standard à 18 octets.

En observant plus précisément l'expression analytique de la puissance moyenne consommée par le standard 802.15.4 (eq.4.4), on s'aperçoit que cette dernière est composée de trois termes. Le premier terme correspond à la puissance consommée en état de veille P_{sleep} . Le deuxième terme correspond à la puissance consommée pour l'écoute des trames balises. Enfin, le dernier terme correspond aux diverses consommations lorsqu'une communication du capteur est effective. Le protocole est donc le plus performant lorsque ces trois termes sont les plus faibles possibles. Ces trois termes sont à la fois dépendants des puissances consommées

(émission, réception ...) et des périodes de temps mises en jeu. Autrement dit, pour que la consommation moyenne du protocole soit faible, il est nécessaire que l'intervalle de temps entre les transmissions soit grand. De cette manière, le troisième terme de l'équation diminue. De la même manière, il est nécessaire que l'intervalle de temps entre les transmissions de balise soit grand pour diminuer l'influence du second terme. Toutefois, l'intervalle de transmission des balises n'est pas seulement dépendant du type de capteur, mais également des capacités de synchronisation du protocole et de l'architecture électronique du capteur.

4.3.3.3 Le protocole WorldFIP

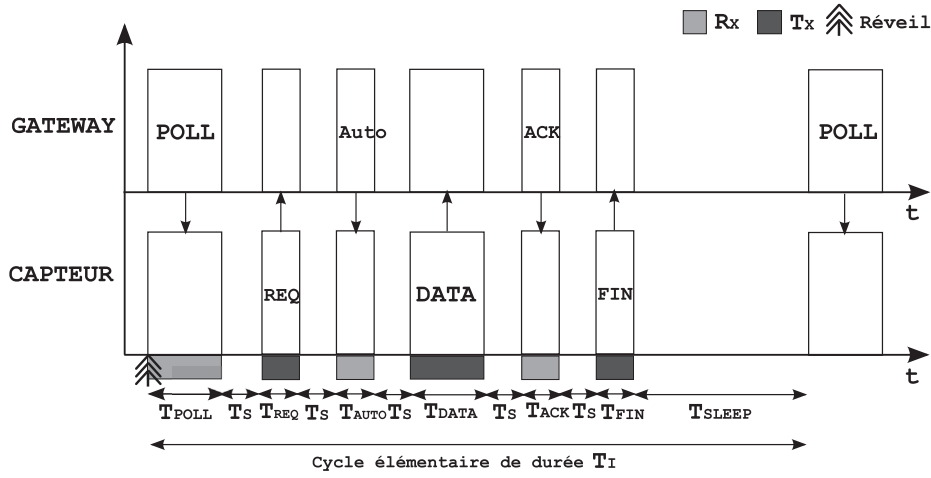


Figure 4.12 : Principe de fonctionnement du protocole WorldFIP.

Le fonctionnement du protocole WorldFIP est illustré sur la figure 4.12. Son principe de fonctionnement repose sur la gestion des échanges par le coordinateur du réseau via une méthode de scrutation périodique (polling en anglais). Dans notre cas, c'est le gateway qui a le rôle du coordinateur. Au début d'une communication, il émet en premier une trame d'interrogation (trame de polling) pour réveiller le capteur avec lequel il désire communiquer. Si le capteur se reconnaît (via son identifiant) et possède des données en attente, il émet une requête pour demander une autorisation de transmission. Ensuite, si le gateway est d'accord, il lui transmet une trame d'autorisation. Le capteur transmet alors ses données et attend un accusé de réception pour valider la transaction. La communication se termine par un message de fin. Le déroulement de ce schéma d'échange est réalisé pendant un cycle élémentaire. L'intervalle de temps entre les trames d'interrogation est noté T_I .

A partir de ce fonctionnement, la puissance moyenne consommée par un capteur utilisant ce protocole s'exprime par :

$$P_{WorldFIP} = P_{sleep} + \frac{\hat{P}_R \cdot T_{Poll}}{T_I} + \frac{5 \cdot \hat{P}_{set} \cdot T_{set} + \hat{P}_R \cdot (T_{ACK} + T_{Auto}) + \hat{P}_T \cdot (T_{Req} + T_{DATA} + T_{FIN})}{L} \quad (4.5)$$

Les périodes de temps T_{ACK} , T_{Auto} , T_{Req} , T_{DATA} , T_{FIN} représentent respectivement les durées d'émission ou de réception pour un accusé de réception, une trame d'autorisation, une

trame de requête, de données et de fin. La durée T_{Poll} correspond à la durée d'écoute d'une trame d'interrogation.

Les structures de trames spécifiées dans la norme imposent une longueur de 9 octets pour une trame d'interrogation et d'autorisation. Les trames de requête, d'accusé de réception et de fin sont fixées à 7 octets. Enfin, la longueur d'une trame de données est égale à 19 octets.

Comme dans le cas du standard 802.15.4, l'expression analytique de la puissance consommée par le protocole WorldFIP est constituée de trois termes. Les performances énergétiques du protocole sont donc fortement conditionnées par l'importance des intervalles de temps entre les transmissions et des intervalles de temps entre les trames d'interrogation.

4.3.3.4 Résultats en termes de durées de vie

Maintenant que nous avons exprimé les puissances moyennes consommées de manière analytique, il est possible d'estimer les durées de vie théoriques pour chaque protocole avec le modèle de batterie présenté dans le premier chapitre. Rappelons d'ailleurs que ce dernier conditionne indépendamment des intervalles de transmission, la durée de vie maximum possible, soit 10 ans (cf. section 1.3.1 du premier chapitre).

La première estimation théorique est obtenue dans le cas idéal où $T_I = T_B = L$. Dans cette configuration, les intervalles de temps entre balises (pour Zigbee) ou entre les trames d'interrogation (pour WorldFIP) sont identiques aux intervalles de temps entre les transmissions. En pratique, et notamment pour le standard 802.15.4, cet intervalle de temps est fixé à l'avance pour tout le réseau en concordance avec les besoins applicatifs et la fréquence des échanges d'information des capteurs. Typiquement, la période de scrutation est fixée en fonction de la période de scrutation minimum imposée par le capteur devant être interrogée le plus fréquemment. Cette configuration se trouve donc être un cas idéal.

Les durées de vie obtenues dans cette configuration idéale sont illustrées sur la figure 4.13 en fonction de l'intervalle de temps L entre deux transmissions.

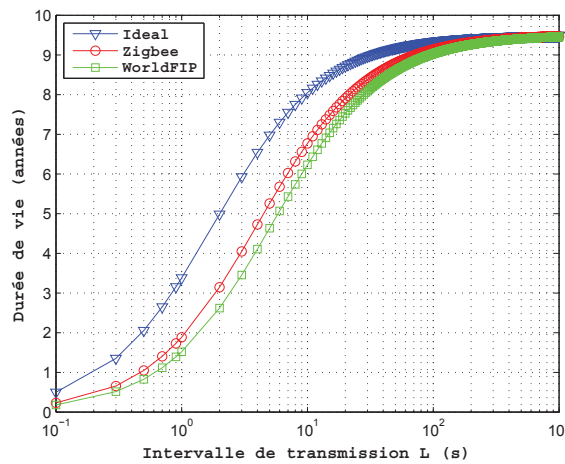


Figure 4.13 : Durées de vie des trois protocoles en fonction de l'intervalle de transmission L avec $T_I = T_B = L$.

En premier lieu, nous pouvons observer que les durées de vie obtenues sont bien liées à la fréquence de transmission. Le protocole *idéal* est le protocole qui présente les meilleures performances avec une durée de vie maximale de plus de 9 ans lorsque L devient supérieur à 100 s. Les performances obtenues pour le protocole 802.15.4 et WorldFIP sont très similaires. L'écart maximum des deux protocoles vis-à-vis du protocole *idéal* est égal à environ 3 ans pour un intervalle de transmission égal à 3 secondes. Le protocole 802.15.4 apparaît légèrement plus performant avec une durée de vie supérieure à une demi-année au maximum lorsque L est compris entre 1 et 10 secondes. A partir de 100 secondes, WorldFIP devient à son tour légèrement plus efficace.

Il est important de rappeler que les performances obtenues sont relativement satisfaisantes et conditionnées par le fait que $T_I = T_B = L$. Il est donc primordial de visualiser l'impact de l'intervalle de transmission des balises (ou des trames de polling) sur les performances énergétiques globales.

Les figures 4.14, 4.15 et 4.16 sont obtenues en fixant l'intervalle de transmission L et en faisant varier l'intervalle entre les balises (T_I ou T_B).

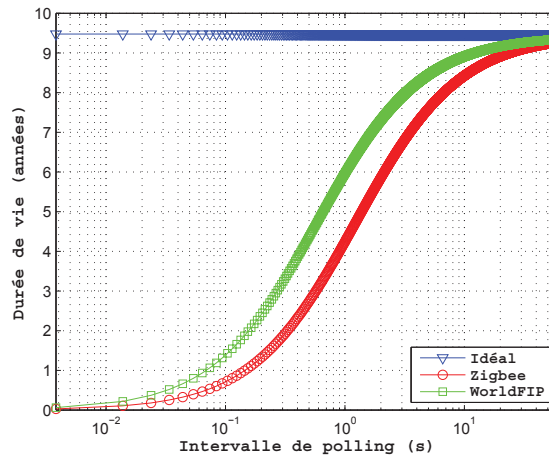
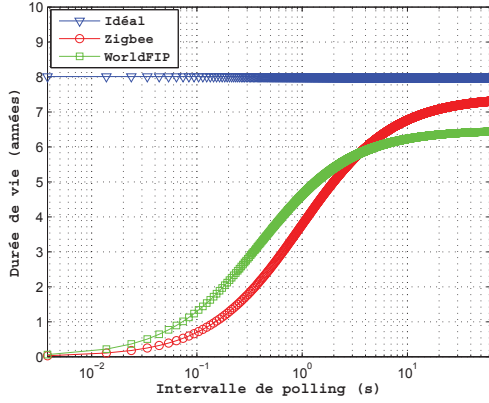
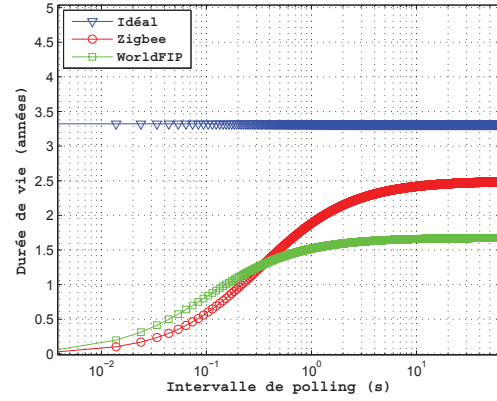


Figure 4.14 : Durées de vie en fonction de l'intervalle de transmission des balises pour $L = 600$ s.

La figure 4.14 est obtenue pour $L = 600$ s. La durée de vie obtenue pour le protocole *idéal* est constant puisqu'il ne dépend pas de l'intervalle entre balises. Dans cette configuration, le protocole WorldFIP est toujours plus performant que le protocole 802.15.4.

Les figures 4.15 et 4.16 sont obtenues respectivement pour $L = 10$ s et $L = 1$ s. Le protocole *idéal* reste bien entendu toujours le plus efficace. Pour les deux autres protocoles, le constat est différent. Les performances du protocole WorldFIP se dégradent plus vite que celles du protocole 802.15.4. Plus l'intervalle de transmission L diminue, et plus le protocole Zigbee devient performant vis-à-vis du protocole WorldFIP. Ce phénomène s'explique en raison du nombre d'échanges nécessaire à chaque protocole pour effectuer un transfert de données. Pour des intervalles de transmission importants, la consommation est dominée par la consommation en veille et la consommation d'écoute des trames d'interrogation. Dans ce cas de figure, le protocole 802.15.4 est donc moins performant vis-à-vis de WorldFIP puisque la durée d'écoute

Figure 4.15 : $L = 10$ sFigure 4.16 : $L = 1$ s

d'une trame balise est plus importante. Ceci se justifie par le fait que les trames balises sont plus longues. En contrepartie, dans le cas d'intervalles de transmission plus courts, le nombre d'échanges a plus d'impact sur la consommation globale et, dans ce cas précis, le protocole 802.15.4 devient plus performant.

4.3.4 Prise en compte du volume de trafic dans le réseau

4.3.4.1 Prise en compte du phénomène de collision

Dans l'optique d'affiner l'évaluation énergétique des trois protocoles MAC présentés, il devient important de prendre en considération l'impact du phénomène de collision sur les performances énergétiques des protocoles. Cet impact n'intervient en réalité que pour le standard 802.15.4 car ce dernier utilise un mécanisme de compétition d'accès au canal. Dans les autres protocoles, le phénomène de collision n'apparaît pas puisque les communications sont bornées à des intervalles de temps spécifiques où un seul capteur est autorisé à communiquer.

Une des méthodes privilégiées pour limiter ce phénomène consiste à scanner le canal avant d'émettre. Cette méthode permet de limiter les collisions mais pas de les empêcher. En effet, si un capteur trouve le canal libre à l'instant t alors qu'un autre capteur est en train de basculer en mode émission (autrement dit que $T_{CCA} \leq T_{SetTx}$), il y aura collision. On définit alors la période de vulnérabilité comme étant égale à $2 \cdot T_{vuln}$ à partir de t avec $T_{vuln} = T_{SetTx} + T_{CCA}$.

L'utilisation d'un algorithme CSMA/CA "slotted" comme dans le standard 802.15.4 permet d'empêcher ce phénomène. Avec cet algorithme, les noeuds sont amenés à aligner leur périodes de backoff avec les intervalles de temps de la supertrame. De cette façon, lorsqu'un noeud écoute le canal, il est certain de ne pas le faire pendant la période de vulnérabilité.

Une autre source de collision possible est due au phénomène des stations cachées. Ce phénomène est observé lorsque deux noeuds, qui ne sont pas à portée de transmission l'un de l'autre, veulent transmettre au même destinataire. Ce phénomène peut être annihilé par l'utilisation de trames RTS/CTS. Elles ne sont cependant pas implémentées dans le standard 802.15.4. Ce type de collision est difficile à prendre en compte de façon analytique. C'est pourquoi pour simplification dans la suite de notre étude, on considérera que chaque capteur est à portée de transmission des autres.

Enfin, le temps de basculement entre le mode émission et le mode réception nécessaire entre l'envoi des données et la réception de l'accusé de réception peut également induire des collision. Il suffit alors de mettre en place des intervalles de garde entre les trames pour éviter ce phénomène.

Dans le cadre de l'évaluation du standard 802.15.4, le phénomène de collision n'est donc pas pris en compte. Néanmoins, le volume de trafic qui amène chaque noeud à écouter le canal alors que ce dernier est occupé, est pris en considération.

4.3.4.2 Introduction sur la méthode

La méthode utilisée pour prendre en compte le volume de trafic dans le calcul de la puissance consommée moyenne est basée sur l'analyse menée par Kleinrock & Tobagi dans [160] sur la latence engendrée par l'utilisation du CSMA/CA. De la même manière que dans [28], nous dérivons cette méthode pour analyser la consommation d'énergie du standard 802.15.4.

L'objectif de cette méthode consiste à exprimer de façon analytique les proportions de temps où le canal est occupé à cause des transmissions des autres capteurs et d'en déduire les périodes de temps où le canal est libre de toutes transmissions. En connaissant ses proportions de temps, il est alors possible d'exprimer la puissance consommée lorsqu'un capteur écoute le canal alors qu'il est occupé.

On considère dans un premier temps les hypothèses suivantes :

- Le réseau est constitué de N noeuds.
- Le trafic d'information (ou les tentatives de transmission) de chaque noeud suit une loi de poisson de taux $g = 1/L$ (avec L l'intervalle de temps entre deux tentatives de transmission).
- Le taux de tentatives de transmission total est alors égal à Ng .

4.3.4.3 Estimation de la période moyenne où le canal est libre

La période où le canal est libre débute à la fin de la transmission d'une trame et se termine au début de la transmission suivante. Sa durée peut donc s'exprimer par une variable aléatoire $I = T_{vuln} + X$, avec X le temps aléatoire entre la fin d'une transmission et le début d'une autre. La durée moyenne d'une période où le canal est libre peut alors s'exprimer à l'aide d'une loi exponentielle de paramètre Ng dont la fonction de répartition s'exprime par l'équation 4.6 :

$$P(X \leq x) = 1 - P(X \geq x) = 1 - e^{-Ngx} \quad (4.6)$$

Son espérance mathématique est donc égale à :

$$E[X] = \frac{1}{Ng} \quad (4.7)$$

La durée moyenne d'une période où le canal est libre s'exprime donc par :

$$E[I] = \frac{1}{Ng} + T_{vuln} \quad (4.8)$$

4.3.4.4 Estimation de la période moyenne où le canal est occupé

Cette période commence quand une transmission débute et se termine lorsque la dernière trame est transmise. Sa durée peut donc s'exprimer par une variable aléatoire $Z = Y + T_{DATA}$, avec Y le temps aléatoire entre la première trame et la dernière, et T_{DATA} la durée pour transmettre une trame de données. L'occupation du canal par les accusés de réception est négligée pour la lisibilité de la démonstration, mais peut s'intégrer aux durées de transmissions des trames de données. La durée moyenne d'une période où le canal est occupé peut s'exprimer à l'aide d'une loi exponentielle de paramètre Ng dont la fonction de répartition s'exprime :

$$\begin{aligned} P(Y \leq y) &= P(\text{pas de transmission pdt } T_{vuln} - y) \\ &= 1 - e^{-(N-1)g(T_{vuln}-y)} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Son espérance mathématique est donc égale à :

$$E[Y] = T_{vuln} - \frac{1 - e^{-(N-1)g(T_{vuln})}}{(N-1)g} \quad (4.10)$$

La durée moyenne d'une période où le canal est occupé s'exprime donc par :

$$E[Z] = T_{DATA} + T_{vuln} - \frac{1 - e^{-(N-1)g(T_{vuln})}}{(N-1)g} \quad (4.11)$$

4.3.4.5 Estimation de la puissance moyenne consommée

Une fois l'estimation des durées moyennes de chaque état du canal (libre et occupé) réalisée, il est possible d'exprimer la proportion de temps b où le canal est occupé :

$$b = \frac{E[Z]}{E[I] + E[Z]} \quad (4.12)$$

Plus précisément :

$$b = \frac{T_{DATA} + T_{vuln} - \frac{1 - e^{-(N-1)g(T_{vuln})}}{(N-1)g}}{\frac{1}{Ng} + T_{vuln} + T_{DATA} + T_{vuln} - \frac{1 - e^{-(N-1)g(T_{vuln})}}{(N-1)g}} \quad (4.13)$$

En suivant la même démarche, on sait qu'une transmission sera effective seulement si le canal est libre, c'est à dire avec une probabilité de $(1 - b)$. Les transmissions réussies suivent donc un processus de poisson de taux égal à $g(1 - b)$ et la durée moyenne d'occupation liée à ces transmissions s'exprime simplement par la durée d'envoi d'une trame $E[Z1] = T_{DATA}$. La durée moyenne où le canal est libre au niveau d'un émetteur s'exprime donc par $E[I1] = \frac{1}{(1-b)g} + T_{vuln}$. La proportion de temps $b1$ où un émetteur est en train de transmettre s'exprime donc par :

$$b1 = \frac{E[Z1]}{E[I1] + E[Z1]} = \frac{T_{DATA}}{\frac{1}{(1-b)g} + T_{vuln} + T_{DATA}} \quad (4.14)$$

En suivant les différentes proportions de temps, il devient possible d'exprimer la puissance moyenne consommée par :

$$P_{Zigbee} = P_{sleep} + \frac{P_R \cdot T_{BALISE}}{T_B} + b1 \cdot P_T + (b - b1) \cdot P_R \quad (4.15)$$

avec $(b - b1)$ la proportion de temps où le canal est occupé à cause des transmissions dues aux autres capteurs.

L'expression 4.15 de la puissance moyenne consommée est composée de quatre termes correspondant à : la puissance consommée en état de veille, celle consommée par la réception des balises, la consommation en transmission et enfin la consommation due à l'écoute de canal alors que les autres noeuds du réseau sont en transmission.

4.3.4.6 Résultats en termes de durée de vie

Les conséquences en termes de durée de vie sont illustrées sur la figure 4.17 pour un réseau constitué de $N = 10, 20$ et 30 noeuds. Cette configuration se trouve être un cas pratique conditionné par les besoins applicatifs qui fixent qu'un gateway n'aura pas plus de 30 noeuds à gérer soit 3 pièces d'un bâtiment composées de 10 capteurs.

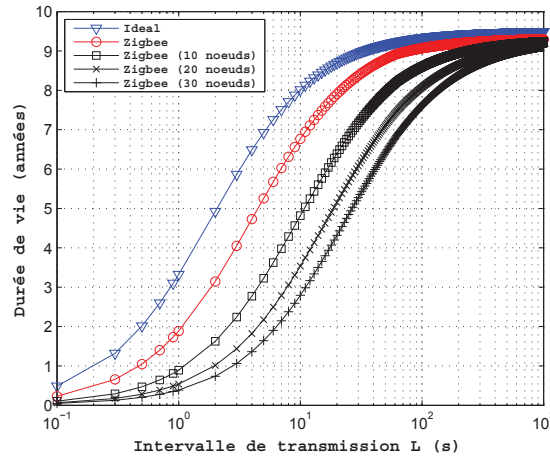


Figure 4.17 : Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission ou de tentatives de transmission.

Logiquement, on observe que l'augmentation du nombre de noeuds dans le réseau diminue la durée de vie d'un capteur. En effet, l'accès au canal étant basé sur une compétition d'accès, plus il y a de noeuds et plus un capteur écoute le canal alors que ce dernier est occupé. Pour des intervalles de transmission importants, les performances se rejoignent puisque le temps de veille domine la consommation globale. De plus, on observe une translation vers la droite des courbes de durée de vie si le nombre de noeuds du réseau augmente. Cette translation montre l'intérêt essentiel d'allonger les intervalles de transmission pour obtenir les mêmes performances que dans le cas idéal. En effet, plus il y a de noeuds présents dans le réseau et plus les intervalles de transmission doivent être importants pour éviter que deux noeuds n'émettent en même temps, et du coup écoutent le canal sans pouvoir émettre ensuite. Plus précisément, on obtient un

écart maximum entre un réseau constitué de 30 noeuds et un réseau sans prise en compte du volume de trafic, égal à 4 ans lorsque l'intervalle de transmission $L = 10$ s. Cette dégradation de la durée de vie est importante et souligne l'intérêt d'un protocole MAC déterministe dont les performances ne sont pas dépendantes du volume de trafic.

4.3.5 Prise en compte des performances de la couche physique

Dans ce paragraphe, l'idée principale est de poursuivre l'évaluation énergétique des différents protocoles en prenant en compte cette fois-ci les performances de la couche physique. En effet, comme souligné précédemment, les performances de la couche physique conditionnent les performances de la couche MAC. Selon sa robustesse et donc sa capacité à s'adapter aux erreurs inhérentes au canal de propagation (TEB), elle peut entraîner des retransmissions de trames au niveau de la couche MAC.

Comme pour la construction du modèle d'énergie utilisé dans le troisième chapitre, nous savons qu'une retransmission de trame est nécessaire lorsqu'elle présente au moins une erreur. La probabilité d'avoir au moins une erreur dans une trame correspond donc au Taux d'Erreur par Trame (TET) et dépend à la fois de la longueur de la trame l_T et du taux d'erreur binaire TEB. Il s'exprime alors selon l'équation suivante :

$$TET = 1 - (1 - TEB)^{l_T} \quad (4.16)$$

Ainsi, en sachant que le temps idéal pour transmettre une trame s'exprime par $T_{ideal} = \frac{l_T}{deb}$, le temps réel de transmission qui tient compte des retransmissions s'exprime alors par $T_{reel} = \frac{T_{ideal}}{1 - TET}$. Finalement, il dépend donc de la longueur de trame l_T , du débit de données deb et enfin du TEB. A partir de l'équation 4.16, on obtient donc :

$$T_{reel} = \frac{l_T}{deb(1 - TEB)^{l_T}} \quad (4.17)$$

Dans la suite de notre étude, l'évaluation des protocoles tiendra compte des temps réels de transmission suivant le modèle précisé par l'équation 4.17.

4.3.5.1 Résultats en termes de durée de vie

L'impact des performances de la couche physique sur la durée de vie des protocoles est illustrée sur la figure 4.18. Nous avons choisi d'illustrer les performances des protocoles 802.15.4 et WorldFIP dans le cas d'un réseau constitué de 30 noeuds par rapport aux contraintes associées à notre application.

Les courbes rouge et bleu en gras représentent les durées de vie pour un TEB nul obtenues respectivement pour le protocole WorldFIP et le protocole 802.15.4. On observe alors pour les deux protocoles que les performances obtenues lorsque le $TEB = 10^{-3}$ sont très proches des performances obtenues lorsque le TEB est nul. Ce phénomène s'explique en raison des longueurs de trames mises en jeu par chaque protocole. Pour ce niveau d'erreur, le nombre de retransmissions est assez faible. Par contre, lorsque le $TEB \geq 10^{-3}$, les durées de vie obtenues chutent considérablement. On note une réduction de la durée de vie de 2 ans pour WorldFIP et jusqu'à 3 ans pour le 802.15.4. Dans ce cas, le TEB entraîne d'importantes retransmissions.

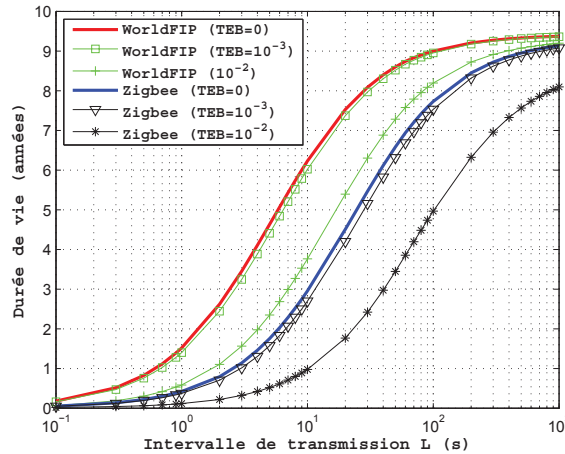


Figure 4.18 : Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L.

Malgré tout, les performances affichées par le protocole WorldFIP sont bien meilleures vis-à-vis du TEB, encore une fois parce que les longueurs de trames implémentées dans ce protocole sont plus faibles que celles implémentées dans le standard 802.15.4.

Cette prise en considération de la couche physique est intéressante sur deux points de vue. Elle permet tout d'abord de qualifier l'impact de la couche physique sur les performances d'un protocole MAC. De plus, elle permet dans un deuxième temps, de montrer l'importance des longueurs de trames sur la durée de vie moyenne d'un capteur.

4.3.6 Prise en compte des pertes de synchronisation

4.3.6.1 Synchronisation des échanges et compensation des dérives d'horloge

Dans un réseau, et notamment dans un réseau de capteurs, le terme de synchronisation exprime deux notions différentes. Plus précisément dans ce paragraphe, la synchronisation des échanges permet d'assurer le dialogue entre un émetteur et un récepteur de façon à ce qu'il s'établisse correctement. En effet, avant de débiter une communication, l'émetteur et le récepteur doivent être synchronisés. Le récepteur doit sortir de son mode de réveil pour être réveillé au bon moment et ainsi écouter le message de l'émetteur. La deuxième notion de synchronisation concerne la récupération du rythme binaire. Elle est nécessaire pour démoduler correctement les données en réception et fixer le seuil de décision pour s'assurer d'être centré au milieu d'un bit.

En pratique, les dérives d'horloges dues aux changements de pression et de température impliquent l'utilisation de mécanismes de resynchronisation entre émetteur et récepteur. Ces mécanismes sont nécessaires sur les deux niveaux de synchronisation (échanges et rythme). En principe, la resynchronisation est réalisée à partir des champs de synchronisation présents dans les entêtes de trames. Le préambule permet de synchroniser les échanges tandis que le mot de synchronisation permet de récupérer le rythme binaire (cf. section 1.4.2.4.1 du chapitre 1).

Dans cette partie, nous nous intéressons à la période de temps nécessaire à la synchronisation des échanges. Les dérives d'horloges dues aux imprécisions des quartz sont notées θ et s'expriment en ppm²⁰. La figure 4.19 permet d'illustrer le problème de synchronisation au niveau des échanges entre un émetteur et un récepteur. Pour émettre à l'instant T_{Source} , le microcontrôleur de l'émetteur compte le nombre de cycles n_c en fonction de la fréquence de son horloge : $n_c = T_{Source} \cdot f_{Quartz}$. Les dérives d'horloge dues à l'imprécision du quartz ont pour conséquence d'induire une variation de la fréquence entre $f_{Quartz}(1-\theta)$ et $f_{Quartz}(1+\theta)$. Si un émetteur veut émettre à l'instant T_{Source} et à cause des dérives d'horloge, il peut être en avance par rapport à T_{Source} et émettre à $T_{S1} = \frac{n_c}{f_{Quartz}(1+\theta)} = \frac{T_{Source}}{1+\theta}$. De la même manière, il peut émettre en retard à $T_{S2} = \frac{n_c}{f_{Quartz}(1-\theta)} = \frac{T_{Source}}{1-\theta}$. En réception, il est nécessaire que

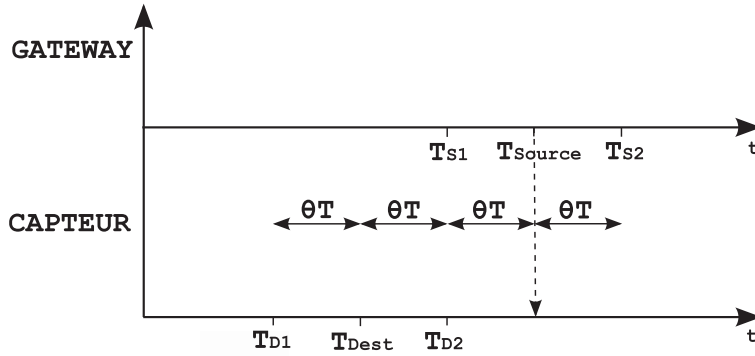


Figure 4.19 : Pertes de synchronisation.

l'écoute s'effectue entre les bornes de temps T_{S1} et T_{S2} . En effet, si l'émetteur est en avance et émet à T_{S1} , il faut être sûr de ne pas manquer la transmission. Le récepteur doit donc viser à être réveillé au plus tard à T_{S1} donc pour $T_{Dest} \leq T_{S1}$. De la même manière que du côté de l'émetteur, la variation de fréquence due aux dérives d'horloge peut entraîner le réveil du récepteur en avance (T_{D1}) ou en retard (T_{D2}) par rapport à T_{Dest} .

Le pire cas pouvant se présenter pour la synchronisation des échanges apparaît alors lorsque le destinataire se réveille en avance et que l'émetteur émet en retard. Afin d'estimer la durée de synchronisation T_{Sync} , on cherche alors à exprimer la durée des différents intervalles. L'intervalle $[T_{S1}; T_{Source}]$ s'exprime donc de la manière suivante :

$$[T_{S1}; T_{Source}] = T_{Source} - T_{S1} = \frac{\theta T_{Source}}{1 + \theta} \quad (4.18)$$

Son développement limité entraîne :

$$[T_{S1}; T_{Source}] = \theta T_{Source} (1 - \theta + \theta^2 - \dots) \approx \theta T_{Source} \text{ pour } \theta \ll 1 \quad (4.19)$$

Dans le pire des cas, la durée totale nécessaire pour la période de synchronisation est donc égale à $T_{Sync} = 4\theta T_{Source}$. Par la suite, on admettra l'hypothèse que les dérives d'horloges sont uniformément réparties sur $[-\theta; +\theta]$. On obtiendra alors en moyenne une période de synchronisation $T_{Sync} = 2\theta T_{Source}$.

20. partie par million

4.3.6.2 Résultats en termes de durée de vie

Comme souligné précédemment, un récepteur doit être réveillé en avance pour réceptionner les balises ou les trames d'interrogation pour être sûr de ne pas manquer la transmission selon l'importance des dérives d'horloge. Cette période de temps nécessaire à la synchronisation des échanges est proportionnelle au temps depuis la dernière resynchronisation. En considérant une resynchronisation des horloges à chaque réception de balise, la période nécessaire pour compenser les dérives d'horloge devient égale à $T_{Sync} = 2\theta T_B$, avec T_B l'intervalle de transmission des balises.

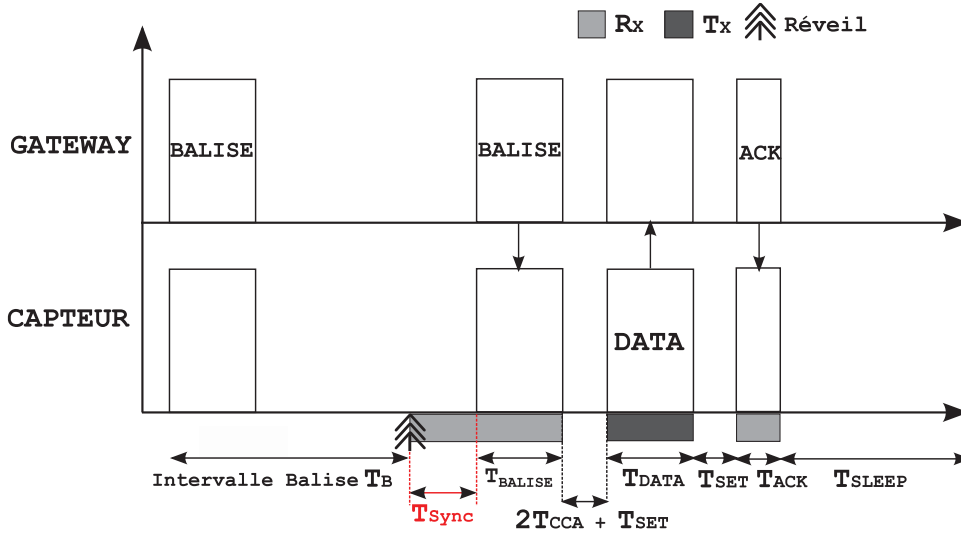


Figure 4.20 : Fonctionnement du protocole 802.15.4 avec prise en compte des pertes de synchronisation.

On observe sur la figure 4.20, un coût énergétique supplémentaire correspondant au réveil du récepteur en avance pour compenser les dérives d'horloge de l'émetteur. La puissance moyenne consommée par le standard 802.15.4 est donc modifiée et devient égale à :

$$P_{zigbee} = P_{sleep} + \frac{\hat{P}_R \cdot T_{BALISE}}{T_B} + \frac{\hat{P}_T \cdot T_{DATA} + 2 \cdot \hat{P}_{set} \cdot T_{set} + \hat{P}_R \cdot T_{ACK} + 2 \cdot \hat{P}_R \cdot T_{CCA} + 2 \cdot \theta \cdot \hat{P}_R}{L} \quad (4.20)$$

De la même manière, on obtient une nouvelle expression analytique pour la puissance moyenne consommée par le protocole WorldFIP :

$$\begin{aligned} P_{WorldFIP} &= P_{sleep} + \frac{\hat{P}_R \cdot T_{Poll}}{T_I} \\ &+ \frac{5 \cdot \hat{P}_{set} \cdot T_{set} + \hat{P}_R \cdot (T_{ACK} + T_{Auto}) + \hat{P}_T \cdot (T_{Req} + T_{DATA} + T_{FIN})}{L} \\ &+ 2 \cdot \theta \cdot \hat{P}_R \end{aligned} \quad (4.21)$$

Quel que soit le protocole, le surcoût énergétique nécessaire à la compensation des dérives d'horloges est égal à $2 \cdot \theta \cdot \hat{P}_R$. En termes de durée de vie, cette compensation des dérives est illustrée sur la figure 4.21.

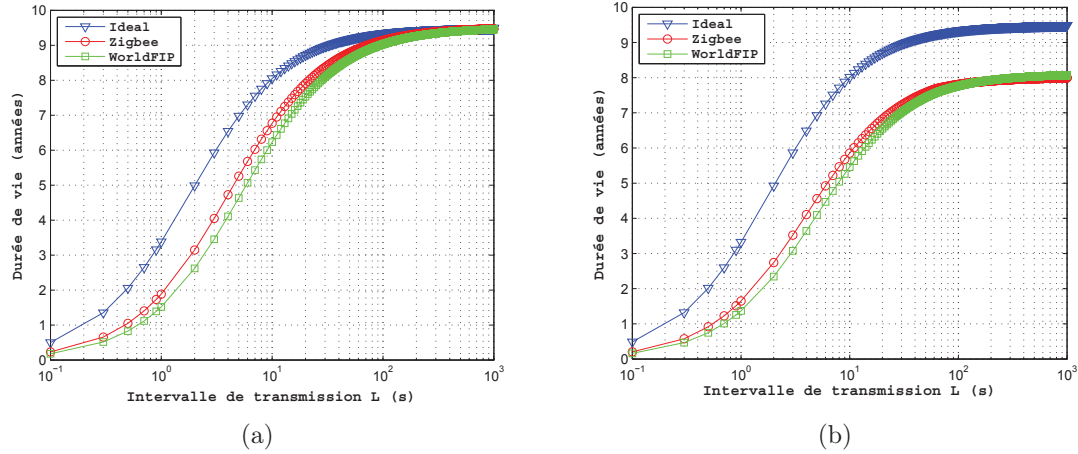


Figure 4.21 : Durée de vie sans perte de synchronisation (a) ; Durée de vie avec pertes de synchronisation (b).

On observe très nettement que les performances sont dégradées lorsque l'intervalle de transmission devient important ($L \geq 10$ s), avec une diminution de la durée de vie de plus d'une année. Les performances observées lorsque $L \leq 10$ s sont très proches des performances obtenues sans prise en compte des erreurs. Dans cette configuration, la fréquence de transmission est assez élevée ce qui entraîne des dérives d'horloge faibles et donc un surcoût énergétique quasiment négligeable.

4.3.7 Conclusion sur l'analyse énergétique

L'étude menée dans cette partie du chapitre a permis d'évaluer de manière analytique différents protocoles MAC avec différents niveaux de précision. Tout d'abord, une évaluation énergétique a été réalisée sans prendre en compte l'impact de la couche physique dans les performances réelles des protocoles MAC. Ensuite, nous avons affiné la précision des performances en améliorant la description de l'impact de la couche physique, des pertes de synchronisation et du volume de trafic dans le réseau.

Finalement, les durées de vie obtenues en fonction de l'intervalle de transmission sont représentées sur la figure 4.22 pour un réseau constitué de 30 noeuds.

Les résultats montrent clairement l'impact des conditions de transmission sur les performances énergétiques. De plus, il apparaît très nettement que le protocole 802.15.4 est le moins performant, avec une différence de près de 6 ans pour un intervalle de transmission $L = 10$ s entre ce protocole et le protocole *idéal*. Pour des intervalles de transmission plus importants ($L \geq 100$ s), la différence n'est plus que d'une année et demi (16%). Le protocole WorldFIP, quant à lui, montre de bien meilleures performances. Pour $L = 10$ s, la différence avec le protocole *idéal* n'est plus que de trois ans. Pour des intervalles de transmission plus importants, les performances obtenues sont très proches des performances obtenues avec le protocole 802.15.4. Toutefois, il est nécessaire d'être prudent dans l'interprétation des résultats du protocole WorldFIP. En effet, les performances obtenues sont conditionnées par la faible longueur de trame spécifiée par ce protocole. Cependant, si ces longueurs de trames sont valables sur

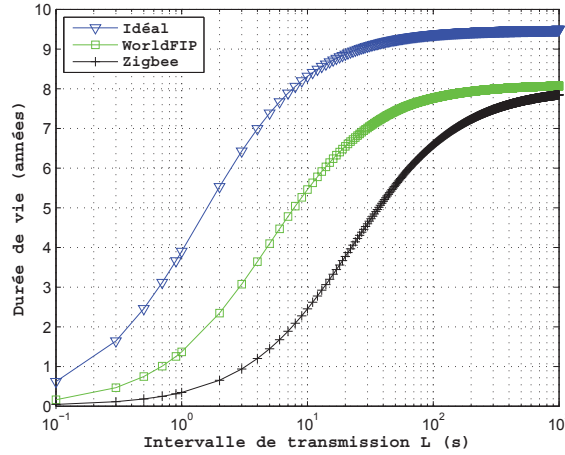


Figure 4.22 : Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L.

un support de transmission câblé, il en est autrement pour un médium sans fil. Les entêtes de trames nécessaires à la récupération du rythme binaire sont plus faibles car les erreurs inhérentes au support de transmission filaire sont moins nombreuses que dans le cas d'un support de transmission sans fil. Toutefois, les résultats obtenus soulignent une importance accrue des longueurs de trames vis-à-vis du nombre d'échanges nécessaires pour la réalisation d'une transaction.

4.4 Proposition et évaluation de la solution

L'objet de cette dernière partie de chapitre concerne la proposition d'un protocole MAC répondant à toutes les contraintes de notre application. Ce protocole doit en effet répondre à la gestion des communications périodiques et non-périodiques tout en restant assez flexible et évolutif pour faciliter l'intégration de nouveaux types de capteurs dans le réseau. La dernière contrainte concerne l'autonomie importante visée par l'application. Pour cela, le protocole doit être très efficace d'un point de vue énergétique pour autoriser un déploiement de longue durée (plusieurs années) mais également pour limiter les interventions humaines nécessaires au changement éventuel des batteries.

4.4.1 Proposition

Les résultats obtenus lors de l'analyse énergétique précédente nous permettent de souligner que l'impact de la longueur des trames est important dans les performances finales du protocole. Cet impact a notamment été souligné avec le protocole WorldFIP qui, malgré un nombre d'échanges important, obtient de bonnes performances grâce à ses faibles longueurs de trames. Le défi principal de conception pour le protocole MAC réside alors sur la minimisation conjointe des longueurs de trames et du nombre d'échanges, tout en respectant les contraintes de l'application visée.

L'idée retenue par la suite repose sur une allocation statique du canal réalisée de façon centralisée avec un partage temporel de la bande passante (principe du TDMA). La solution choisie pour la gestion de l'accès au canal par le coordinateur des échanges est illustrée sur la figure 4.23.

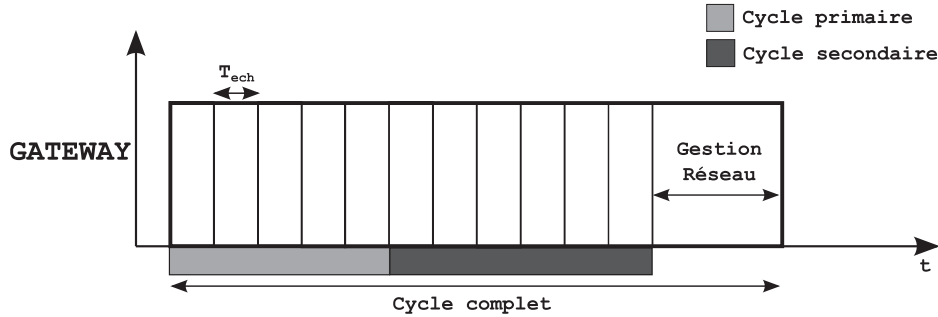


Figure 4.23 : Partage temporel de la bande passante.

Pendant la durée d'un cycle primaire, le gateway interroge un par un chaque capteur et leur demande de transmettre leurs données. Cette période de temps est dédiée à la gestion du trafic périodique. Ce trafic concerne tous les capteurs (température, humidité, luminosité ...). Le cycle secondaire est quant à lui dédié à la gestion du trafic non-périodique et concerne la gestion des détecteurs (détecteurs de présences, d'état des ouvrants ...), l'idée initiale étant d'allouer un intervalle de temps spécifique pour la gestion de ce type de trafic. Cependant, à la vue des besoins applicatifs et des spécifications temporelles (temps de réponse du système), la solution envisagée pour la gestion des détecteurs est similaire à la gestion du trafic périodique. Finalement, notre proposition est intégralement basée sur un protocole TDMA car le volume de trafic non-périodique ne justifie pas l'utilisation d'une approche par compétition d'accès. A la place, chaque détecteur est interrogé un par un pour savoir s'il a détecté un évènement depuis la dernière scrutation périodique. Cet échantillonnage des détecteurs doit toutefois être réalisé avec une fréquence correcte de façon à ne pas manquer d'évènements. Son efficacité dépend donc du nombre de capteurs périodiques et du temps consacré T_{ech} à chacun pour réaliser une communication. Dans l'optique de garantir un accès équitable et borné à chaque capteur et détecteur, les durées des cycles primaire et secondaire sont donc bornées. Une fois l'interrogation de tous les capteurs et détecteurs réalisée, le temps restant est alloué à la gestion du réseau. Cette période de temps permet de prendre en compte l'introduction d'un capteur dans la zone couverte par le gateway ou bien encore l'introduction d'un ordinateur de maintenance.

La construction de l'ordonnancement est basée sur un algorithme hors-ligne et sa résolution temporelle dépend du nombre de capteurs à gérer par le gateway. La durée d'un cycle qu'il soit primaire ou secondaire correspond donc au nombre de capteurs/détecteurs multiplié par la durée d'un échange d'information.

$$T_{Cycle} = N_{Capt} \cdot T_{ech} \quad (4.22)$$

T_{ech} correspond à la durée totale du schéma d'échange pour une communication entre un capteur et son gateway. N_{Capt} correspond au nombre de capteurs que doit gérer le gateway. Dans notre cas, N_{Capt} sera au maximum égal à 30 capteurs.

Le temps restant alloué à la gestion du réseau s'exprimera donc par :

$$T_{Gestion} = T_{Cycle} - N_{Capt} \cdot T_{ech} \quad (4.23)$$

De cette manière, le mode de gestion retenu est déterministe : chaque capteur se voit allouer une tranche de temps et connaît les périodes de temps dans lesquelles il est autorisé à communiquer. Le risque de collision est de ce fait annulé. De plus, une voie de retour en cas de panne est possible durant la période de gestion réseau.

Pour finaliser la construction de l'ordonnancement temporel, l'assignation et l'arbitrage de priorité des messages pourront être réalisés simplement en prenant en compte l'ordre d'allumage des capteurs lors de la phase d'initialisation.

4.4.2 Définition du schéma d'échange

Le schéma d'échange retenu pour un dialogue entre le gateway et un capteur est présenté sur la figure 4.24.

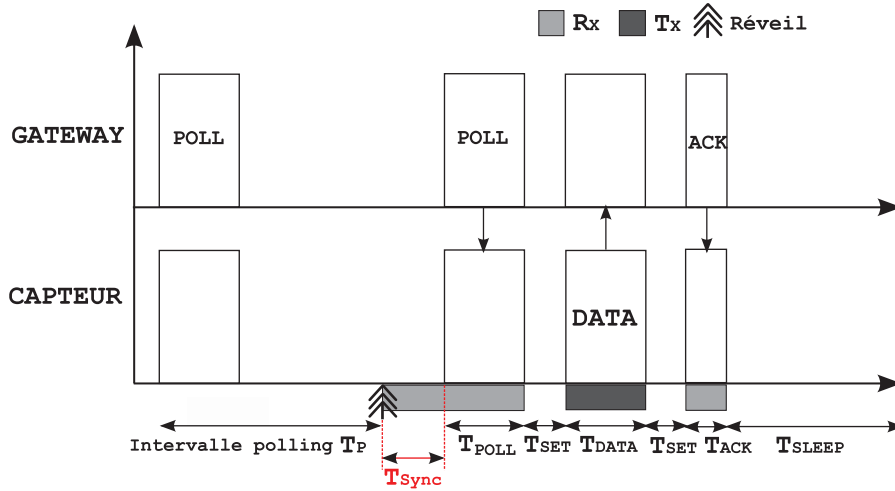


Figure 4.24 : Schéma d'échange de la solution retenue.

Ce schéma d'échange est minimaliste. Il s'agit d'un mécanisme simple de scrutation périodique par l'envoi de trames d'interrogation (POLL) afin d'initier la communication. Une fois les données transmises par le capteur, un accusé de réception est envoyé par le gateway pour valider la transaction. A partir de ce principe, la puissance moyenne consommée peut s'exprimer analytiquement par :

$$P_{Solution} = P_{Sleep} + \frac{\hat{P}_R \cdot T_{POLL}}{T_P} + \frac{\hat{P}_T \cdot T_{DATA} + 2 \cdot \hat{P}_{set} \cdot T_{set} + \hat{P}_R \cdot T_{ACK}}{L} \quad (4.24)$$

L'intervalle de transmission des trames de polling est noté T_P . Suivant l'ordonnancement temporel déterministe choisi, cet intervalle T_P sera toujours égal à l'intervalle de transmission L . Autrement dit, chaque réveil d'un capteur par les trames de polling garantit une transmission d'information.

Dans un premier temps, la durée de synchronisation des échanges T_{sync} n'est pas exprimée dans l'équation 4.24. Nous montrerons par la suite que cette durée nécessaire à la compensation des dérives d'horloges est prise en compte par l'intermédiaire de la trame de polling, donc par l'intermédiaire de la durée T_{POLL} .

4.4.3 Définition des structures de trames

Les structures de trames doivent répondre aux besoins applicatifs, d'une part, et aux contraintes énergétiques, d'autre part. La solution choisie pour répondre aux besoins applicatifs repose sur la définition d'un champ supplémentaire indiquant le type de trame ou de service demandé. La réponse à l'efficacité énergétique repose sur la minimisation des longueurs de trames en cherchant à diminuer la longueur d'une trame de données pour minimiser la consommation en transmission et, de la même manière, en cherchant à diminuer la longueur d'une trame d'interrogation pour minimiser la consommation en réception.

4.4.3.1 Trame d'interrogation

La structure finale choisie pour une trame d'interrogation est représentée sur la figure 4.25.

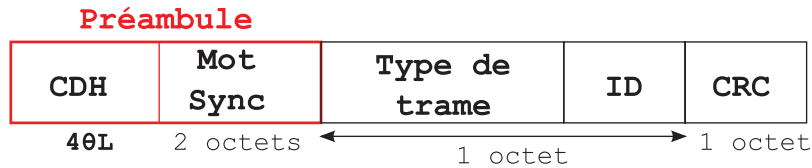


Figure 4.25 : Structure de la trame d'interrogation émise par le gateway.

Ce type de trame est composée de 5 champs :

Un préambule : il est nécessaire pour les différents niveaux de synchronisation en réception (cf. section 1.4.2.4.1 du chapitre 1). Le préambule choisi est composé de deux parties. Une partie est dédiée à la compensation des dérives d'horloges pour la synchronisation des échanges entre le gateway et un capteur, c'est le champ noté *CDH* sur la figure 4.25. En se référant au paragraphe sur les pertes de synchronisation dans l'analyse énergétique, nous savons qu'il est nécessaire de compenser les dérives dues aux imprécisions du quartz pour assurer une bonne synchronisation des échanges lorsque l'une des deux entités communicantes est en avance ou en retard à sa prévision. Dans le pire des cas, on observera alors une désynchronisation égale à $T_{sync} = 4.\theta.L$. Pour éviter cette désynchronisation, la première partie du préambule permet de compenser les dérives d'horloges. Sa longueur est donc fixée à $4.\theta.L$. En pratique, on cherchera à centrer le préambule sur l'instant de réveil du récepteur en visant une émission à $T_x = L - CDH/2$ (figure 4.26). L'autre partie du préambule concerne la récupération de porteuse et du rythme binaire nécessaire pour démoduler correctement les données en réception. Il s'agit du mot de synchronisation. La longueur du mot de synchronisation est fixée selon l'architecture matérielle utilisée. En pratique, le matériel dédié à la récupération de porteuse et du rythme binaire est réalisé par une PLL numérique (cf. figure 1.11). Pour fixer la longueur du mot de synchronisation, il est donc nécessaire de connaître les performances en termes

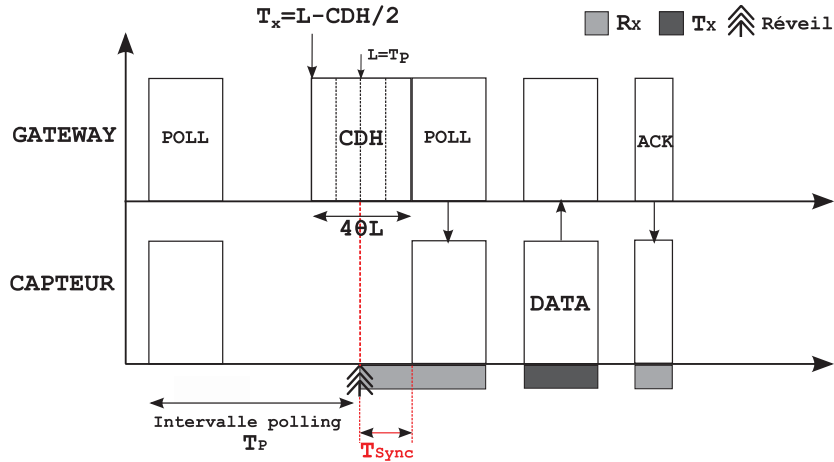


Figure 4.26 : Compensation des dérives d'horloge via le préambule CDH.

de temps d'acquisition de cette PLL. Ce paramètre est généralement difficile à quantifier car il dépend des erreurs initiales sur la phase et la fréquence, mais également du motif choisi pour le mot de synchronisation. En se basant sur les études menées dans [161, 162], on admettra l'utilisation d'une PLL numérique dont les performances en termes de temps d'acquisition nécessite l'utilisation d'un mot de synchronisation de 2 octets.

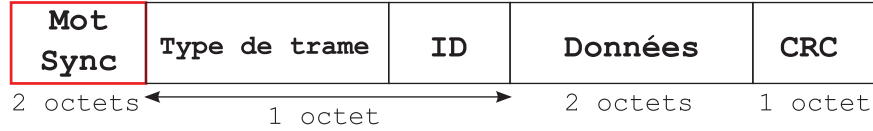
Un champ type de trame et un champ ID : ils permettent respectivement d'identifier le type de service demandé et d'indiquer le destinataire du message. Les champs *type de trame* et *ID* combinés sont de longueur maximum d'1 octet, ce qui autorise la gestion de plus de 200 capteurs avec plus d'une dizaine de types de trame.

Un champ CRC : il est nécessaire en réception pour vérifier l'intégrité des données. Son efficacité est à la fois dépendante de la longueur du polynôme et de la longueur du champ de données. En se basant sur l'étude menée dans [163] et par rapport à la longueur du champ de données souhaitée dans notre application, un CRC d'un octet est suffisant.

La particularité de cette trame réside dans la définition de son préambule. Ce dernier est adaptatif pour compenser les dérives d'horloges et assurer une bonne synchronisation des échanges entre le gateway et les capteurs. La longueur totale d'une trame d'interrogation dépend donc de la fréquence de transmission $1/L$ mais contient une partie fixe toujours égale à 4 octets.

4.4.3.2 Trame de données et accusé de réception

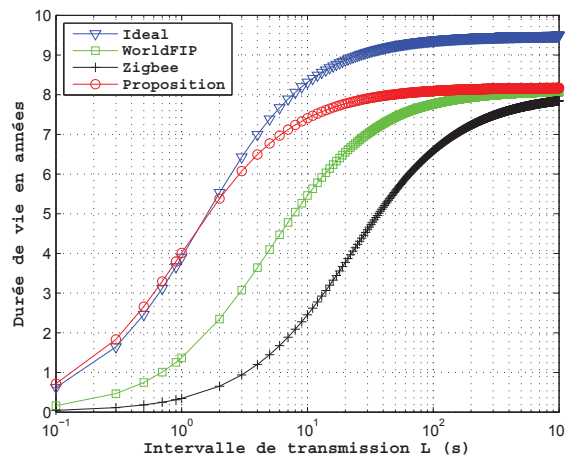
La structure d'une trame de données est représentée sur la figure 4.27. Pour ce type de trame, le préambule adaptatif n'est plus nécessaire puisque le temps entre la réception de la trame d'interrogation et l'envoi des données est assez court pour conserver la synchronisation. De plus, l'objectif étant de diminuer la taille d'une trame de données, le champ horodate a été supprimé. Avec le niveau de précision désiré, l'instant d'arrivée des messages au niveau du gateway suffit à horodater les données. Au final, la longueur totale d'une trame de données est de 6 octets.

Préambule**Figure 4.27** : Structure d'une trame de données.

Un accusé de réception présente la même structure qu'une trame de données. Cependant, son champ type de trame est modifié et le champ de données est supprimé. La longueur finale d'une trame *ACK* est donc fixée à 4 octets.

4.4.4 Evaluation de la solution

L'objectif consiste désormais à évaluer notre proposition par rapport aux autres protocoles MAC. Pour cela, nous utilisons la même description analytique que précédemment. Dans un premier temps, les performances de la couche physique ne sont pas prises en considération, par contre, le volume de trafic ($N = 30$ noeuds) ainsi que les dérives d'horloge sont intégrées dans l'évaluation. Qui plus est, l'intervalle de transmission des balises ou des trames d'interrogation est égal à l'intervalle de transmission des capteurs, soit $T_I = T_B = T_P = L$. La figure 4.28 représente les durées de vie obtenues en fonction de l'intervalle de transmission L .

**Figure 4.28** : Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L .

On observe tout d'abord que le protocole *idéal* reste le plus performant, mais que notre proposition est bien meilleure que les protocoles 802.15.4 et WorldFIP quel que soit l'intervalle de transmission L . Pour des fréquences de transmission élevées, notre proposition présente des performances proches de celles du protocole *idéal*. Ensuite, pour $L = 10$ s, on obtient une durée de vie de 7 ans contre 2 ans et demi pour Zigbee et 5 ans et demi pour WorldFIP. Enfin, pour des intervalles de transmission important lorsque $L \geq 100$ s, les durées de vie obtenues sont très proches des autres protocoles.

Ces premiers résultats semblent encourageants. Cependant, les performances de la couche physique ne sont pas considérées. Il est donc primordial de visualiser l'impact de la couche physique sur les performances du protocole que nous proposons. Ces résultats sont obtenus sur la figure 4.29 pour un $TEB = 10^{-3}$.

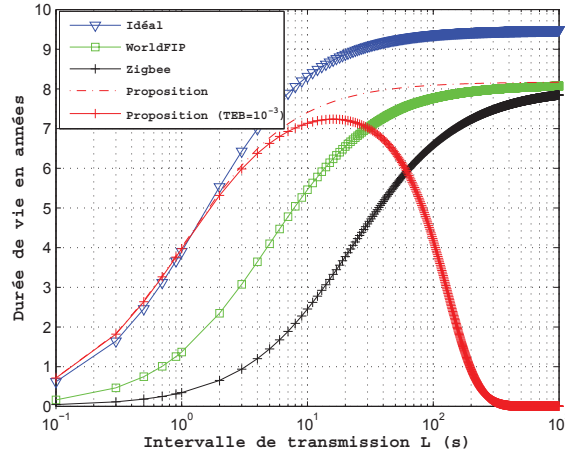


Figure 4.29 : Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L avec un $TEB = 10^{-3}$.

On observe alors deux comportements sur la durée de vie de notre protocole. Tout d'abord, lorsque la fréquence de transmission est élevée (l'intervalle de transmission L est faible), la durée de vie obtenue est similaire aux résultats observés sans prise en compte de la couche physique (figure précédente). Dans cette configuration, le préambule *CDH* de compensation des dérives d'horloges est de faible longueur puisque L est faible. De ce fait, le temps réel de transmission des trames d'interrogation est similaire au temps idéal, autrement dit sans retransmission. A partir de $L = 11$ s, la durée de vie se met à chuter jusqu'à devenir complètement nulle. En fait, à partir de cet intervalle de transmission, la désynchronisation entre le gateway et un capteur peut devenir trop importante entraînant un préambule *CDH* trop conséquent. Ainsi, le nombre de retransmissions pour un $TEB = 10^{-3}$ devient lui même trop conséquent, ceci impactant directement la durée de vie d'un capteur.

Ces résultats démontrent une nouvelle fois l'importance de prendre en compte les performances de la couche physique dans l'évaluation d'un protocole MAC. Pour résoudre cette problématique de préambule *CDH* trop conséquent, il faut réduire le temps de désynchronisation. L'idée retenue repose alors sur une resynchronisation périodique via les trames d'interrogations. Plus précisément, pour des intervalles de transmissions élevés, les dérives d'horloges étant faibles, les trames d'interrogation sont envoyées au même rythme que l'intervalle de transmission des capteurs, soit $T_P = L$. Ensuite, pour des intervalles de transmission plus importants, l'intervalle de transmission des trames d'interrogation est fixe de façon à resynchroniser périodiquement le gateway avec ses capteurs et de façon à diminuer la longueur du préambule *CDH*.

Dans cette optique, pour un $TEB = 10^{-3}$, l'intervalle de transmission des trames d'interrogation est fixé à $T_P = L$ pour $0.1 \text{ s} \leq L \leq 11 \text{ s}$, et ensuite, pour $L \geq 11 \text{ s}$, l'intervalle est fixé à $T_P = 11 \text{ s}$. Les résultats obtenus sont représentés sur la figure 4.30.

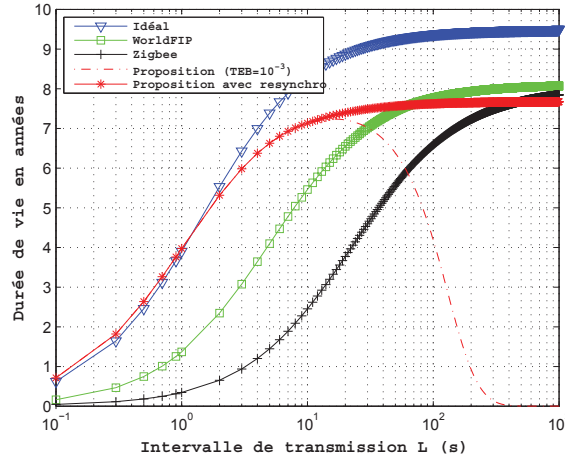


Figure 4.30 : Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L avec un $TEB = 10^{-3}$ en modifiant l'intervalle de resynchronisation.

Malgré l'addition de consommations supplémentaires causées par l'envoi périodique de trames d'interrogation pour éviter les préambules trop longs, les résultats observés sont intéressants. Par l'intermédiaire de cette resynchronisation périodique, les performances obtenues se rapprochent des résultats initiaux obtenus sur la figure 4.28. Néanmoins, la durée de vie observée est légèrement moins performante. On perd environ une demi-année lorsque l'intervalle de transmission $L \geq 11$ s. Malgré tout, les résultats restent bons vis-à-vis des protocoles 802.15.4 et WorldFIP. Notre proposition reste plus performante que le protocole 802.15.4 jusqu'à $L = 300$ s. Ensuite, le protocole 802.15.4 est légèrement meilleur. Le gain en terme de durée de vie peut même atteindre jusqu'à 4 ans lorsque $L = 10$ s. Par rapport au protocole WorldFIP, les performances sont moins prononcées mais restent tout de même très correctes. Jusqu'à $L = 40$ s, notre protocole MAC est le plus performant. On note ensuite une différence d'environ une demi-année. Qui plus est, il est important de rappeler que les performances des protocoles WorldFIP et 802.15.4 sont généralement encore moins bonnes que celles présentées dans ce document. Comme nous l'avons souligné précédemment, le protocole WorldFIP n'est pas conçu à l'origine pour répondre aux exigences d'une transmission sans fil. De ce fait, les préambules de synchronisation, bien qu'ils soient faibles, ne sont sûrement pas adaptés. En ce qui concerne le protocole 802.15.4, il est nécessaire de rappeler que les importantes dérives d'horloge qui peuvent apparaître lorsque l'intervalle de transmission est important, ne sont pas compensées. Le protocole MAC proposé présente donc des résultats à la hauteur des besoins fonctionnels de l'application.

4.4.5 Conclusion sur la solution proposée

La couche MAC proposée dans ce chapitre répond à toutes les attentes de l'application visée. Les performances obtenues en termes de durée de vie sont bonnes et, dans la plupart des cas, meilleures que celles obtenues avec le protocole 802.15.4. Cependant, il est important de noter que, dans le cas d'un protocole centralisé (dans notre cas par le gateway), les performances sont conditionnées par les capacités du gateway (alimentation et capacités de calcul).

En d'autres termes, l'efficacité énergétique repose sur une seule entité : le coordinateur des échanges. En cas de panne de ce dernier, c'est le fonctionnement du réseau entier qui peut être interrompu. Il est donc primordial de prévoir une batterie de secours dans le cas d'un problème d'alimentation du secteur.

Qui plus est, l'efficacité de notre proposition repose en partie sur la définition d'un préambule adaptatif à la fréquence de transmission pour assurer une bonne synchronisation des échanges. Dans le cas d'intervalles de transmission importants, la longueur du préambule peut être conséquente. C'est pourquoi une resynchronisation périodique est nécessaire. Dans la perspective de minimiser cette longueur de préambule, il est possible d'utiliser des mécanismes d'apprentissage des dérives d'horloges. Cette solution n'est cependant pas traitée dans cette thèse.

Enfin le poids de l'efficacité de notre proposition est déporté sur l'initialisation du réseau et l'allocation des tranches de temps en préservant une bonne flexibilité dans le cas de l'intégration de nouveaux types de capteurs. Cette phase d'initialisation est donc primordiale pour garantir de bonnes performances.

4.5 Conclusion

Dans un premier temps, un état de l'art sur les couches MAC issues des différentes communautés de recherche a été présenté.

Dans un deuxième temps, nous avons réalisé une analyse énergétique de façon analytique sur trois protocoles MAC différents et montré l'impact des performances des autres couches sur les performances d'un protocole MAC. Nous avons pour cela mené notre étude avec plusieurs niveaux de précision, comprenant une analyse sans prise en compte des erreurs, avec prise en compte du volume de trafic dans le réseau, puis en tenant compte des performances de la couche physique et enfin de la consommation supplémentaire liée aux dérives d'horloges. En plus de montrer l'impact de chaque niveau de précision sur les performances réelles d'un protocole, cette étude énergétique a permis d'identifier les points critiques et les niveaux d'interactions sur lesquels une optimisation conjointe permet d'améliorer l'efficacité d'un protocole MAC.

La dernière partie du chapitre a été consacrée à la proposition d'une couche MAC adaptée à notre application et qui présente des performances énergétiques satisfaisantes. L'idée principale repose sur un ordonnancement temporel basé sur un algorithme hors-ligne. Le schéma d'échange proposé pour une communication entre le gateway et un capteur résulte de l'étude énergétique. Le principe repose sur la minimisation conjointe du nombre d'échanges et des durées de transmission et réception par la réduction de la longueur des trames de communications. Les résultats observés dans la dernière partie du chapitre ont montré des résultats prometteurs.

L'objet du dernier chapitre concernera donc la validation expérimentale des propos théoriques développés dans les précédents chapitres.

Réalisation expérimentale et évaluation

Sommaire

5.1	Introduction	156
5.2	Plateforme expérimentale	156
5.2.1	Plateformes existantes	156
5.2.2	Plateforme retenue pour le démonstrateur	158
5.3	Installation et configuration du démonstrateur	162
5.3.1	Environnement d'installation	163
5.3.2	Phase d'initialisation	164
5.3.3	Structures des trames de communication	165
5.3.4	Utilisation mémoire	165
5.4	Mesures des performances avant installation	166
5.4.1	Consommations statiques	166
5.4.2	Consommations dynamiques	167
5.4.3	Extrapolation des durées de vie	172
5.4.4	Encombrement spectral	175
5.5	Premières mesures in-situ	177
5.5.1	Mesures RSSI et analyses	177
5.5.2	Mesures des paramètres physiques et d'usage	180
5.6	Conclusion	182

5.1 Introduction

Ce dernier chapitre est consacré à la validation expérimentale des propos développés pendant la thèse. Dans cet objectif, un démonstrateur autonome et portable a été développé. Il est composé de plusieurs capteurs qui permettent de mesurer aussi bien des paramètres physiques (température), que des paramètres d’usages (détection de présence, détection d’ouverture/fermeture de porte). Il peut également fonctionner sur les deux bandes de fréquences ISM étudiées dans ce manuscrit à savoir les bandes 433 et 868 MHz.

L’organisation du chapitre est donc la suivante : dans un premier temps, nous présentons la plateforme matérielle retenue pour la réalisation de ce démonstrateur. Ensuite, nous détaillerons la mise en oeuvre de la partie logicielle, et notamment celle concernant le protocole MAC développé dans le quatrième chapitre. Enfin, dans la dernière partie, nous analyserons les mesures expérimentales réalisées et les comparerons aux prévisions théoriques.

5.2 Plateforme expérimentale

Le choix de la plateforme matérielle est décisif dans les performances finales d’un réseau de capteurs. Il est généralement basé sur la couche physique proposée par le matériel (bande de fréquence, type de modulation, amplificateur de puissance à sortie ajustable), la capacité de ce dernier à mettre en oeuvre le protocole MAC (microcontrôleur, capacité mémoire), et enfin ses possibilités à fonctionner dans des modes de consommation réduit afin de maximiser la durée de vie d’un noeud.

Après avoir présenté quelques plateformes matérielles existantes qui permettent de faciliter le développement d’applications basées sur des réseaux de capteurs sans fil, nous expliquerons le choix que nous avons fait pour ce travail de thèse et détaillerons ensuite plus précisément l’architecture matérielle retenue.

5.2.1 Plateformes existantes

Les divergences parfois observées entre les prévisions théoriques (calculs, simulations) et les mises en oeuvre expérimentales conduisent de plus en plus d’ingénieurs/chercheurs à tester leurs systèmes de transmissions sans fil dans des environnements réalistes et avec des architectures matérielles typiques. Néanmoins, ce type d’expérimentation peut s’avérer coûteux selon l’échelle du réseau et parfois contraignant si l’environnement n’est pas reproductible (applications dangereuses, mesures dans une centrale nucléaire ...). C’est pourquoi ces dernières années un intérêt croissant s’est porté sur la réalisation et la mise à disposition de plateformes expérimentales dédiées aux applications de réseaux de capteurs.

Voici quelques exemples de plateformes matérielles et logicielles dédiées aux réseaux de capteurs sans fil :

MoteLab : est un réseau de capteurs sans fil public, déployé par le laboratoire Maxwell Dworkin au sein des bâtiments de l’Université d’Harvard [164]. Cette plateforme est composée d’un ensemble de capteurs connectés à un serveur central qui gère la reprogrammation et l’enregistrement des données. Une interface web permet aux utilisateurs locaux ou distants d’accéder au banc d’essai et d’ordonnancer les tâches à exécuter sur

la plateforme. Enfin, un système de quotas permet d'assurer le juste partage des ressources entre les utilisateurs. Les noeuds qui composent cette plateforme matérielle sont constitués d'un microcontrôleur MSP430 et d'un transcepteur CC2420 fonctionnant à 2,4 GHz. Ils permettent également de mesurer plusieurs paramètres physiques grâce à l'utilisation de différents capteurs : lumière, température, humidité. L'environnement logiciel repose quant à lui sur le système d'exploitation TinyOS [165].

CitySense : est un banc d'essai qui a été développé par des chercheurs de l'Université d'Harvard [166]. Cette plateforme permet de couvrir la ville de Cambridge avec une centaine de capteurs sans fil montés sur des poteaux téléphoniques afin de localiser et de déterminer les instants précis de la journée où apparaissent des pics de pollution. Dans cet objectif, chaque noeud est composé d'un PC embarqué, d'un système de transmission 802.11 a/b/g, et de différents types de capteurs pour surveiller les conditions météorologiques et la pollution atmosphérique. De plus, CitySense est libre d'accès et permet ainsi d'évaluer des applications basées sur des systèmes sans fil dans un environnement urbain à grande échelle.

Orbitlab : est une plateforme ouverte dédiée aux activités de recherche sur les systèmes de transmissions sans fil de nouvelle génération (incluant les réseaux de capteurs) [167]. Elle permet de mener des études expérimentales sur une large gamme d'applications sans fil avec différentes topologies de réseaux et différents protocoles de routage. Elle permet en plus de tester des applications où les noeuds sont mobiles.

SensLAB : est un réseau de capteurs ouvert qui a pour vocation de fournir un outil scientifique efficace pour le développement, la conception, les réglages et l'expérimentation des applications basées sur des réseaux de capteurs de grande échelle [168]. Cette plateforme matérielle est composée de différents types de capteurs (température, luminosité ambiante, acoustique, accéléromètre, GPS), d'un microcontrôleur MPS430F1611 de chez Texas Instruments, et comme pour la plateforme Motelab, d'une puce radio CC2420 fonctionnant à 2,4 GHz. Elle peut cependant fonctionner à 868 MHz et utilise dans ce cas le composant CC1101.

PowWow : est une plateforme matérielle et logicielle économe en énergie et dédiée pour les réseaux de capteurs sans fil [169]. Afin de réduire l'activité de la partie radio, la couche MAC est basée sur un mécanisme asynchrone de "rendez-vous" entre les noeuds mais initiés par le récepteur. Cette plateforme offre en plus la possibilité d'ajouter des FPGA de co-traitement. La partie logicielle est quant à elle dérivée de la bibliothèque du système d'exploitation Contiki [170] et offre la même flexibilité et la même compacité qu'avec une programmation de type événementielle (TinyOS).

Les architectures matérielles présentées reposent toutes sur le même principe avec l'association d'un microcontrôleur de faible consommation et d'un émetteur-récepteur radio. Elles permettent ainsi de fournir à un utilisateur le matériel et toute l'instrumentation nécessaire pour effectuer divers tests expérimentaux en limitant les contraintes généralement associées (déploiement, coût, maintenance). A partir de ces outils scientifiques, il est donc possible de réduire les écarts généralement observés entre la simulation et le déploiement réel des dispositifs et au final d'améliorer l'innovation et la recherche productive.

5.2.2 Plateforme retenue pour le démonstrateur

Malgré les avantages des plateformes existantes précédentes, il reste difficile de maîtriser l'architecture matérielle associée de manière distante, sans avoir pleinement accès au matériel. De plus, très peu de ces plateformes fonctionnent sur les bandes de fréquence qui nous concernent (433 et 868 MHz). Dans le cadre de cette thèse, les architectures matérielles qui présentent une couche physique paramétrable sont essentielles pour tester les différents éléments de la couche physique et analyser leur impact sur la consommation d'énergie. Finalement, notre choix s'est donc porté sur le SoC¹ CC1110 de Texas Instruments car ce dernier présente, d'une part, une consommation instantanée en courant intéressante, et permet, d'autre part, de tester différentes chaînes de transmissions numériques et notamment différents schémas de modulation. De plus, les kits de développement associés permettent de réaliser plus rapidement un prototype fonctionnel tout en diminuant les contraintes et les coûts de conception associés généralement à la réalisation des circuits intégrés RF.

5.2.2.1 Le composant CC1110

La puce radio CC1110 est un émetteur-récepteur radio couplé à un microcontrôleur 8051 pouvant fonctionner sur les bandes de fréquences 315/433/868/915 MHz. Il embarque jusqu'à 32 ko de mémoire flash et 4 ko de RAM. Il possède de plus une bonne sensibilité en réception (-110 dBm) et peut fonctionner jusqu'à 500 kBps. Par ailleurs, il est possible de diminuer la consommation d'énergie en réglant la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance. Enfin, il est particulièrement adapté pour les applications sans fil de faible puissance grâce à ses cinq différents modes de fonctionnement :

Mode actif : est un mode entièrement fonctionnel où le régulateur de tension de la partie numérique est actif et les différents oscillateurs en marche. Les oscillateurs faibles consommation peuvent également être activés. Dans ce mode, la consommation instantanée en courant dépend du réglage de la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance et peut consommer jusqu'à 30 mA.

Mode PM0 : correspond au mode de fonctionnement où le CPU² est en repos de telle sorte qu'aucun code n'est exécuté par ce dernier. Dans ce mode, la consommation instantanée en courant est environ égale à 4 mA.

Mode PM1 : correspond au mode dans lequel le régulateur de tension de la partie numérique est actif mais où seuls les oscillateurs faible consommation peuvent fonctionner. De cette manière, le système ne peut retourner en mode actif qu'à partir d'une remise à zéro du système, d'une interruption externe ou lors de l'expiration d'un timer. Il est généralement utilisé lorsque les périodes de mise en veille sont courtes car il permet de retourner en mode actif plus rapidement qu'à partir des autres modes. Dans ce mode, la consommation instantanée en courant est égale à 220 μA .

Mode PM2 : correspond au mode de fonctionnement dans lequel le régulateur de tension est éteint et où seuls les oscillateurs faibles consommation peuvent fonctionner. Comme pour le mode PM1, le système ne peut retourner en mode actif qu'après une remise à zéro, une interruption externe ou lorsque le timer expire. Le contenu de la RAM est cependant

1. System On Chip
2. Central Processing Unit

préservé. Néanmoins, avant de retourner en mode actif, un intervalle de garde dépendant de la fréquence de fonctionnement doit être observé. Dans ce mode, la consommation instantanée en courant est égale à $0,5 \mu A$.

Mode PM3 : est le mode de fonctionnement le plus économe en énergie dans lequel le régulateur de tension et tous les oscillateurs sont éteints. A partir de ce mode, le système ne peut retourner en mode actif qu'après une remise à zéro ou une interruption externe. Le contenu de la RAM est tout de même préservé. Ce mode de fonctionnement est généralement utilisé pour atteindre une très faible consommation énergétique lors de l'attente d'un évènement extérieur (bouton poussoir, wake-up radio). Dans ce mode, la consommation instantanée en courant est égale à $0,3 \mu A$.

Remise à zéro (Reset) : permet de retourner en mode actif depuis n'importe quel mode de fonctionnement, mais l'exécution du code redémarre au début du programme principal.

5.2.2.2 Description des blocs fonctionnels utilisés

Les fonctionnalités présentes et utilisées par le démonstrateur sont illustrées avec le schéma bloc simplifié du CC1110 sur la figure 5.1.

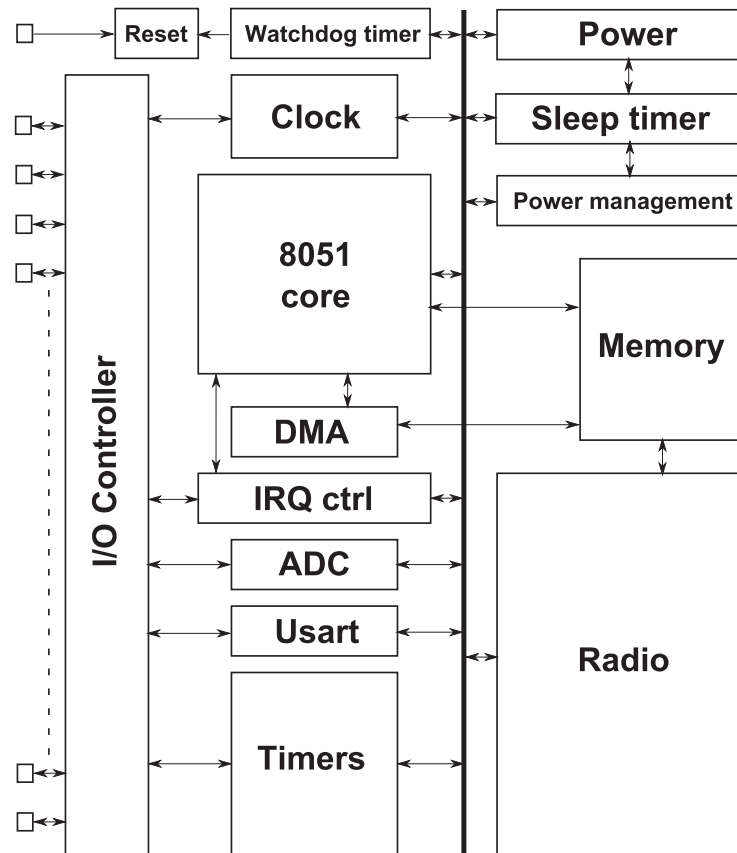


Figure 5.1 : Schéma bloc simplifié du CC1110.

On distingue alors trois catégories de fonctionnalités : celles relevant du CPU (8051 core), celles de la partie radio et enfin celles concernant l'alimentation, la gestion des modes et la génération des signaux d'horloge.

Le CPU : est le processeur du CC1110. Son architecture est basée sur un microcontrôleur 8051, 8 bits. Il sert entre autre à extraire, décoder et exécuter les instructions placées en mémoire.

Le bloc radio : regroupe toutes les fonctionnalités nécessaires à la couche physique pour assurer les transmissions radio (chaîne de transmission, puissance d'émission, fréquence de transmission ...).

Le bloc Clock : regroupe tous les types d'horloges utilisés par la partie radio, le CPU et ses périphériques. Ces horloges servent à cadencer les instructions du CPU, mais également à stabiliser les fréquences des émetteurs/récepteurs de la partie radio. La plage de fonctionnement de l'horloge utilisée par notre application est comprise entre 24 et 27 MHz.

Le bloc DMA (Direct Memory Access) : est un mécanisme d'accès mémoire avec lequel il est possible de transférer directement des données depuis la mémoire physique vers un périphérique (ou inversement), ce qui décharge le microcontrôleur d'une grande partie du travail de gestion et de contrôle des accès mémoire. Dans notre application, l'utilisation du DMA est très importante car, sans lui, le CPU peut être bloqué pendant les transferts des données vers le bloc radio.

Le bloc Timers : regroupe tous les compteurs qui permettent de générer une interruption à la fin de leur comptage/décomptage. Ils sont utilisés dans notre application pour gérer les cycles de sommeil et de réveil des noeuds. Plus précisément, le Timer 2, appelé aussi "MAC Timer", est utilisé pour gérer les différents cycles de fonctionnement du gateway. En revanche, pour réveiller les capteurs de leur phase de sommeil (mode PM2), seul le "Sleep Timer" peut être utilisé. Il n'a besoin que de très peu d'énergie pour fonctionner et, à la fin de son décompte, il génère une interruption pour basculer le CC1110 en mode actif.

Le bloc IRQ controller : permet de gérer la priorité des différents types d'interruptions.

Le bloc ADC : représente le Convertisseur Analogique Numérique et permet de convertir un signal analogique en un signal numérique avec une résolution maximum de 12 bits. Il est utilisé dans notre application pour mesurer la température et convertir les signaux analogiques issus des capteurs (présence et ouverture/fermeture des portes).

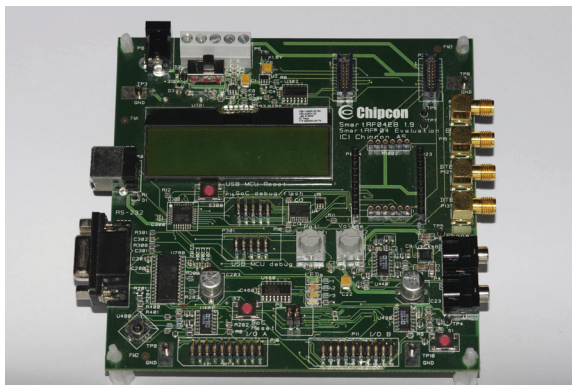
Le bloc I/O controller : permet de gérer et configurer les entrées/sorties du composant.

Le bloc Usart (Universal synchronous & asynchronous receiver transmitter) : permet de créer une communication série et ainsi d'envoyer des informations via un port RS232 entre le microcontrôleur et un PC. Dans notre application, il est utilisé par le gateway du démonstrateur pour récupérer les données provenant des différents capteurs et les stocker sur un PC afin de les exploiter.

5.2.2.3 Kits de développement associés

Comme nous l'avons souligné précédemment, les kits de développement facilitent le prototypage d'une application. La carte électronique SMARTRF04EB, représentée sur la

figure 5.2(a), permet, via une interface USB, d'implanter le firmware dans le microcontrôleur du CC1110. Elle peut également faciliter le développement et le débogage de l'application en servant de "sniffer" et ainsi capturer les trames/paquets circulant dans le réseau. Le module d'évaluation CC1110EM, représenté sur la figure 5.2(b), permet quant à lui de s'affranchir des contraintes liées à la réalisation de circuits intégrés RF. Il permet de plus, une fois le firmware implanté, de rendre le système portable grâce à son socle prévu pour l'installation des piles. Enfin, le logiciel IAR Embedded Workbench est utilisé pour développer le code de l'application et l'implanter dans la mémoire du microcontrôleur 8051.



(a)



(b)

Figure 5.2 : Kit de développement (a) ; Module d'évaluation (b).

5.2.2.4 Capteurs du démonstrateur

Pour cette première version du démonstrateur, nous avons choisi de mesurer deux types de paramètres pour illustrer les performances d'un bâtiment en exploitation :

- un paramètre physique avec des capteurs de température,
- et deux paramètres d'usage avec des détecteurs de présence et des détecteurs d'ouverture/fermeture des portes.

Capteur de température

La puce CC1110 possède un capteur de température intégré. Il s'agit plus précisément d'une thermistance dont la résistance diminue de façon uniforme avec la température (CTN³). La lecture de la température est réalisée à travers le convertisseur CAN.

Détecteur d'état des ouvrants

La détection d'état des ouvrants (ouverture, fermeture) est réalisée simplement à l'aide d'un contact magnétique (figure 5.3(a)). Dans le cas d'un contact NF (Normalement Fermé), une ampoule magnétique est installée sur la partie fixe de l'ouvrant (encadrement de porte) et l'aimant est installé sur la partie mobile. Ensuite, lorsque ces deux parties sont à proximité (porte fermée), la tension à la sortie de l'ampoule magnétique devient nulle puisque le contact

3. Coefficient de Température Négatif

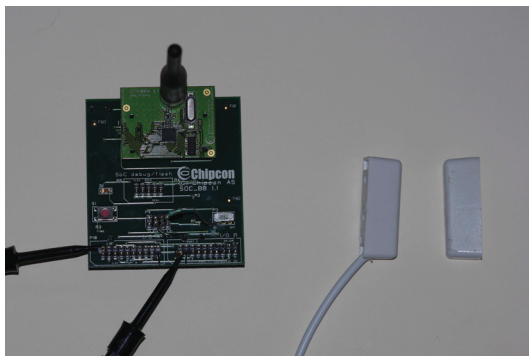
devient ouvert.

Détecteur de présence

Les détecteurs de présence, utilisés et illustrés sur la figure 5.3(b), sont des détecteurs de présence infrarouges passifs. Ils sont constitués :

- d'un capteur pyroélectrique sensible au rayonnement infrarouge passif,
- d'une lentille optique dite de Fresnel (parfois associée à un miroir) chargée de faire converger les rayons sur le capteur,
- d'une partie électronique dont le rôle est de traiter le signal issu du capteur.

Pour coupler ce type de détecteur avec les modules d'évaluation du CC1110, nous avons isolé le signal électrique déjà amplifié et filtré provenant du capteur pyroélectrique, puis nous l'avons appliqué à l'entrée du convertisseur analogique numérique du CC1110. Ensuite, sachant que le signal provenant du capteur évolue en fonction de la température, une moyenne glissante est effectuée au préalable pour déterminer s'il y a eu dépassement du niveau moyen et, par conséquent, détection d'une présence.



(a)



(b)

Figure 5.3 : Détecteur d'état des ouvrants (a) ; Détecteur de présence (b).

5.3 Installation et configuration du démonstrateur

Le démonstrateur basé sur la plateforme matérielle décrite précédemment a plusieurs objectifs. Tout d'abord, il doit répondre aux contraintes de l'application visée et ainsi permettre de mesurer in-situ les performances d'un bâtiment en exploitation. De plus, il doit permettre de valider les propos théoriques développés dans ce manuscrit. Dans cet objectif, plusieurs configurations ont été testées pour montrer l'influence des paramètres de la couche physique (puissance d'émission, schémas de modulation, débit) sur la consommation énergétique du réseau. Le protocole MAC proposé dans le quatrième chapitre a quant à lui été modifié en raison des contraintes technologiques du composant CC1110.

Après la description de l'environnement d'installation, nous présenterons le protocole retenu pour configurer le réseau pendant la phase d'initialisation. Ensuite, nous décrirons les structures des trames de communication mises en oeuvre par le démonstrateur qui, en raison des contraintes technologiques du SoC CC1110, sont modifiées par rapport aux spécifications

du chapitre 4. Enfin, nous analyserons l'utilisation et le stockage mémoire liés au codage de l'application.

5.3.1 Environnement d'installation

Afin de valider le fonctionnement du démonstrateur, une première version a été installée dans les locaux du CSTB de Grenoble. La couverture du gateway est limitée à une échelle de deux bureaux comme illustrée sur la figure 5.4.

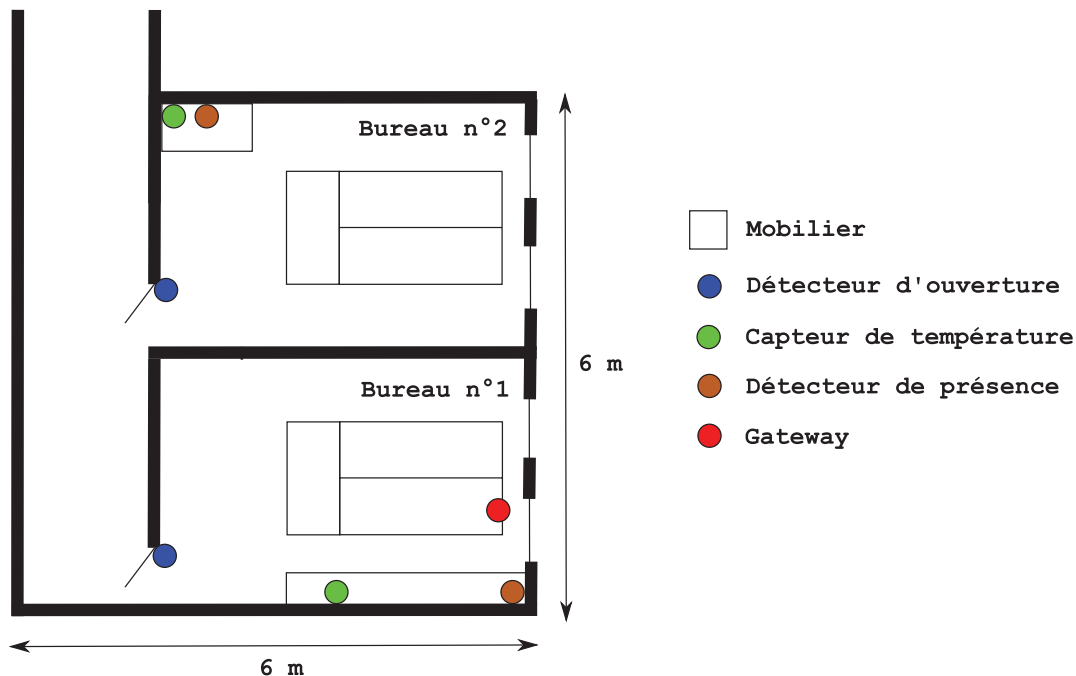


Figure 5.4 : Environnement des mesures en situation.

Dans cette configuration, le gateway sert à la fois de coordinateur des échanges et de serveur pour le stockage des données. En pratique, il transmet à un PC les données récoltées à travers un bus de communication série RS232. Les différents types de capteurs utilisés servent à mesurer les performances du bâtiment à travers la mesure de différents paramètres physiques et d'usage. Pour cette première version de démonstrateur et parce que l'objectif final de l'application est de réaliser une évaluation sur une longue période de temps, un intervalle de collecte des données fixé à 10 minutes est suffisant pour tous les capteurs. En d'autres termes, toutes les 10 minutes, le gateway interroge un par un chaque capteur et le processus d'échange défini par le protocole MAC est suivi. Le rôle des détecteurs est d'informer le gateway si au moins une présence a été détectée depuis la dernière scrutation périodique, mais en aucun cas de l'avertir à chaque détection. L'intervalle de collecte des données issues des détecteurs est alors fixé comme pour les capteurs à 10 minutes.

5.3.2 Phase d'initialisation

Pour construire son ordonnancement temporel, le gateway doit connaître au préalable le type et le nombre de capteurs à gérer. Dans cette optique, une phase d'initialisation est nécessaire. Elle doit intervenir à la mise en place du système et avant la phase de scrutation périodique. Cette phase est décrite par le chronogramme de la figure 5.5.

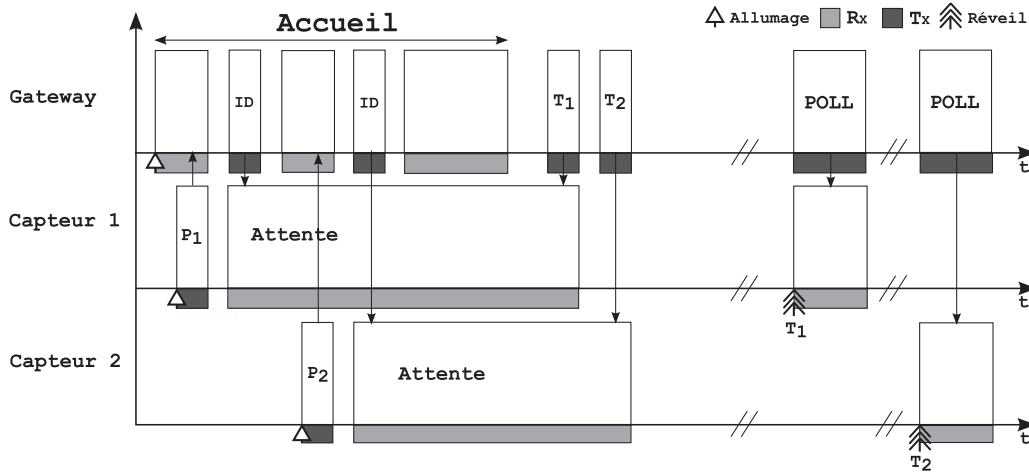


Figure 5.5 : Phase d'initialisation.

1. Le gateway doit obligatoirement être allumé en premier afin de comptabiliser le nombre de capteurs à gérer. Cette phase d'intégration est appelée phase d'accueil.
2. Ensuite, l'utilisateur doit allumer l'un après l'autre chaque capteur. A sa mise en route, un capteur envoie une trame de présence (P_1 ou P_2) pour indiquer au gateway sa nature (capteur de température, détecteur de présence ...). Il bascule ensuite en mode réception pour recevoir son identifiant.
3. Lors de la réception d'une trame de présence, le gateway détermine l'identifiant à affecter en fonction de la nature du capteur, puis l'envoie par transmission radio au capteur correspondant.
4. Le capteur correspondant enregistre son identifiant et reste ensuite à l'écoute jusqu'à la fin de la phase d'accueil pour recevoir son cadencement temporel.
5. Une fois la phase d'accueil terminée, le gateway connaît le nombre total de capteurs à gérer et attribue un cadencement temporel en fonction de la nature du capteur. En pratique, il envoie à chaque capteur les valeurs des registres du "sleep timer" permettant de gérer les cycles de sommeil et de réveil.
6. Une fois cette phase d'initialisation terminée, chaque capteur bascule alors en mode sommeil et se réveille à la fin du décompte du sleep timer. Pour sa part, le gateway initialise son timer 2 pour cadencer la scrutation périodique de chaque capteur.

Après cette phase d'initialisation intervient la phase de fonctionnement autonome qui est décrite par la définition du protocole MAC dans le quatrième chapitre.

5.3.3 Structures des trames de communication

En raison des contraintes technologiques du CC1110, les longueurs de trames mises en oeuvre par le démonstrateur sont différentes de celles spécifiées dans le chapitre 4. Quatre types de trames sont nécessaires au fonctionnement du démonstrateur et suivent le format indiqué sur la figure 5.6 :

- Trame de présence
- Trame d'interrogation
- Trame de données
- Et enfin, trame d'accusé de réception (ACK).



Figure 5.6 : Format des trames utilisées.

Quel que soit le type de trame, la longueur du préambule n'est plus adaptative mais fixée à 6 octets comme indiquée sur la figure 5.6. Le mot de synchronisation est quant à lui fixé à 4 octets. Enfin, le CRC est fixé à 2 octets conduisant à une longueur totale de trame égale à 15 octets. Comme nous l'avons vu, cette modification de la longueur du préambule peut entraîner une désynchronisation importante selon l'intervalle de transmission. Il sera donc nécessaire de resynchroniser périodiquement les capteurs pour assurer les communications entre le gateway et les différents capteurs.

5.3.4 Utilisation mémoire

La définition logicielle du protocole MAC et du paramétrage de la couche physique pour cette version du démonstrateur nécessite une taille mémoire de 2,5 ko pour le gateway, contre 3.8 ko pour un capteur de température et 4.4 ko pour un détecteur de présence. Les différences de taille mémoire entre les capteurs et le gateway sont essentiellement causées par l'utilisation du convertisseur analogique numérique. Pour cette première version, le code implémenté n'est pas optimisé. Toutefois, on notera que la taille mémoire nécessaire est inférieure à celle du standard 802.15.4 qui spécifie une taille mémoire pouvant varier de 4 ko à 32 ko selon le type de périphérique (full device ou reduced device) [171, 172].

Pour plus de précision, les répartitions mémoires du code source du démonstrateur associées à chaque fonction implémentée sont illustrées sur la figure 5.7.

On observe alors que, pour le code source du gateway, la proportion de mémoire nécessaire à la gestion des communications et à l'utilisation des timers représente 47% de la taille totale. Ensuite, interviennent dans l'ordre, la gestion des horloges et la configuration des paramètres radio (débit, puissance d'émission, fréquence porteuse ...). Pour un capteur, la taille mémoire associée à la gestion des communications, à savoir 55%, représente à peu près la même proportion que pour le gateway. En revanche, l'utilisation du convertisseur analogique numérique représente 17% de la taille totale du code source.

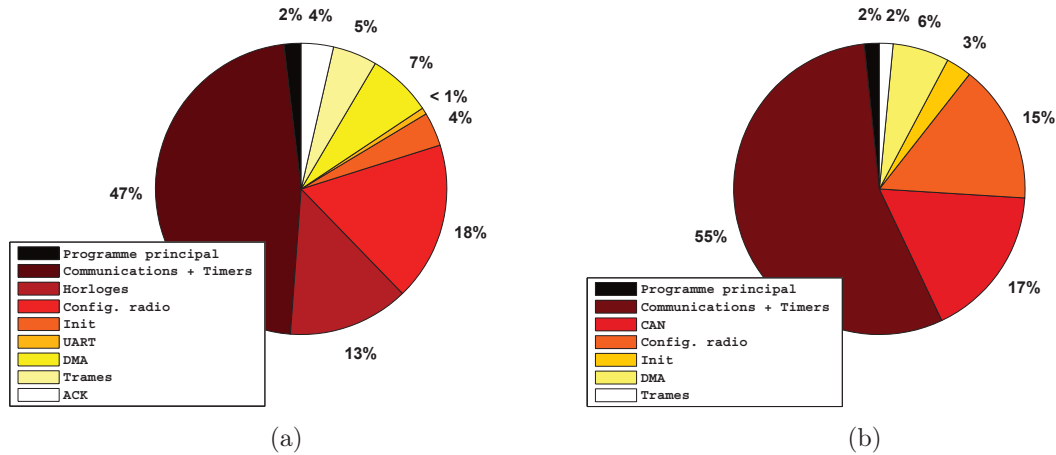


Figure 5.7 : Répartition mémoire du code du gateway (a); Répartition mémoire du code pour un capteur ou un détecteur (b).

5.4 Mesures des performances avant installation

Après avoir décrit la configuration du démonstrateur, les performances de ce dernier sont évaluées dans cette section en fonction des paramètres de la couche physique. Des mesures de consommation statique et dynamique sont réalisées en fonction du réglage de la puissance d'émission, du débit et du schéma de modulation utilisé. Enfin, une analyse spectrale est effectuée pour évaluer l'encombrement spectral selon la chaîne de transmission employée. Finalement, cette analyse devra permettre de valider les propos énoncés dans le chapitre 3, et vérifier, par conséquent, l'impact de chaque élément de la couche physique sur la consommation globale.

5.4.1 Consommations statiques

Les consommations de courant statique ont été mesurées à l'aide d'une résistance de shunt d'un ohm placée entre l'alimentation et le module d'évaluation du CC1110. Ensuite, à l'aide d'un oscilloscope numérique, nous avons mesuré la tension aux bornes de la résistance et, de cette manière, l'image du courant consommé dans différents modes de fonctionnement. Les résultats sont répertoriés dans le tableau 5.1.

A travers ce tableau, il apparaît clairement que la consommation du CC1110 est la plus élevée lorsque le bloc de communication radio est actif (réception ou émission). L'augmentation du débit a cependant très peu d'influence sur la consommation. En revanche, on observe logiquement une plus forte influence de la puissance d'émission sur la consommation. De plus, on note que cette dernière est plus importante à 868 MHz qu'à 433 MHz. Enfin, au cours des mesures, nous avons observé que la modification du schéma de modulation n'avait pas d'influence sur la consommation statique.

Mode	433 MHz	868 MHz
Rx (1,2 kbps)	19,8 mA	19,7 mA
Rx (250 kbps)	20,5 mA	20,4 mA
Tx (10 dBm)	33,5 mA	36,2 mA
Tx (0 dBm)	20 mA	21 mA
Actif	4,8 mA	
PM0	4,3 mA	
PM1	180 μA	
PM2	0,5 μA	
PM3	0,3 μA	

Tableau 5.1 : Consommations statiques relevées sur un module CC1110 en fonction du paramétrage de la couche physique.

5.4.2 Consommations dynamiques

Les mesures de consommations dynamique sont obtenues dans les mêmes conditions que pour les consommations statiques. Elles permettent d'analyser, d'une part, le fonctionnement du démonstrateur à travers l'analyse temporelle des chronogrammes, et, d'autre part, d'évaluer la consommation moyenne de chaque capteur en vue de l'estimation des durées de vie. Néanmoins, pour faciliter les mesures, l'intervalle de transmission des capteurs ainsi que la phase d'initialisation sont fixés à 10 secondes, le débit est fixé à 1,2 kbps et c'est la bande ISM 433 MHz qui est utilisée.

Consommations pendant les phases d'initialisation et de scrutation périodique

La figure 5.8 représente la consommation du gateway et de deux capteurs de température pendant la phase d'initialisation et pendant la phase de fonctionnement autonome.

1. Le gateway est mis en route et bascule directement en mode réception pour comptabiliser le nombre de capteurs à gérer.
2. Le capteur 1 est allumé et transmet sa trame de présence vers le gateway qui la réceptionne et lui affecte son identifiant.
3. Le gateway rebasculé en mode réception pour intégrer de nouveaux capteurs.
4. Le capteur 2 est allumé et la procédure de communication est la même que pour le capteur 1.
5. Le gateway rebasculé une nouvelle fois en mode réception.
6. La durée de la phase d'accueil est terminée ; le gateway attribue au premier capteur son cadencement temporel.
7. Le gateway attribue ensuite le cadencement temporel du deuxième capteur. A ce stade, la phase d'initialisation est alors terminée. Le système passe donc en phase de scrutation périodique. En raison du faible débit utilisé et des temps de transmission nécessaires aux affectations d'identifiants, la durée de la phase d'initialisation est en réalité augmentée de 4 secondes.

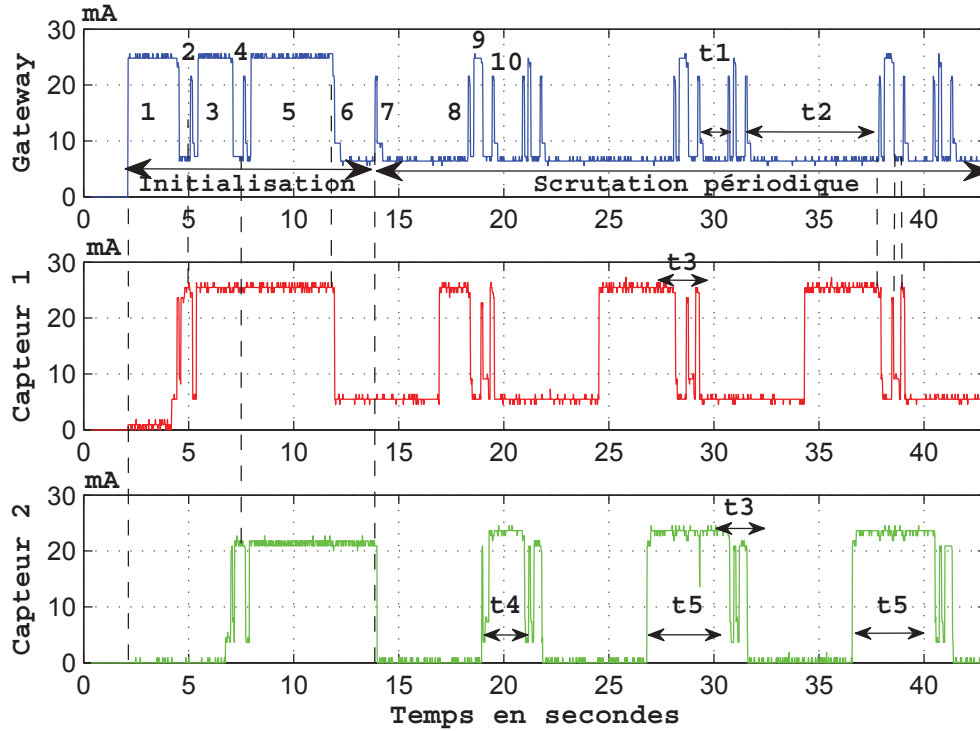


Figure 5.8 : Chronogrammes des consommations dynamiques et illustration des phases d'initialisation et de scrutation périodique.

8. Le gateway interroge le premier capteur qui est déjà réveillé.
9. Il passe ensuite en mode réception pour récolter les données issues du capteur.
10. Si la trame reçue est correcte, il valide la transaction en envoyant un accusé de réception.
11. Ce processus est ensuite répété cycliquement et indéfiniment pour chaque capteur présent et identifié (pendant la phase d'initialisation) par le gateway.

La mise en oeuvre du protocole MAC est réalisée pendant la phase de scrutation périodique. Dans cette phase, l'intervalle de temps entre l'interrogation de deux capteurs est noté t_1 . L'intervalle de scrutation périodique est noté t_2 . La durée des échanges radio entre le gateway et le capteur correspondant est noté t_3 . Nous observons alors qu'avec le débit utilisé, la durée nécessaire au gateway pour interroger un capteur, collecter ses données et envoyer un accusé de réception est égale à $t_3 = 1,42$ s.

Parallèlement, nous observons que dans cette configuration, le cadencement temporel des communications n'est pas optimisé. Il apparaît tout d'abord, qu'au début de la phase de scrutation périodique, la durée d'écoute d'un capteur est plus faible à sa première interrogation (t_4) qu'aux suivantes (t_5). En effet, à ce débit, les durées d'émission et de réception des trames de données et d'accusé de réception sont importantes (t_3). De ce fait, l'intervalle de scrutation périodique est significativement allongé (par une durée égale à t_3). Ainsi, pour augmenter la durée de vie des capteurs, il est donc nécessaire de prendre en compte la durée du processus

d'échange dans le calcul des intervalles de scrutation de façon à diminuer les périodes d'écoute des capteurs. De plus, pour éviter les problèmes de synchronisation dues aux dérives d'horloge, il est également nécessaire que chaque capteur réajuste périodiquement son horloge par rapport à celle du gateway.

En observant plus précisément les niveaux de consommations, nous remarquons alors que la consommation en réception est plus importante que celle en mode émission. En réalité, ce phénomène s'explique simplement par la consommation supplémentaire liée à l'allumage de la LED qui est utilisée pour signaler visuellement que le gateway est en mode réception. Enfin, contrairement au deuxième capteur de température, le capteur 1 ne bascule pas en mode sommeil après avoir dialogué avec le gateway. Nous verrons l'impact de cette consommation supplémentaire lors de l'extrapolation des durées de vie.

Afin de vérifier les durées des périodes de communication (notées t_3), un grossissement est réalisé sur la figure 5.9.

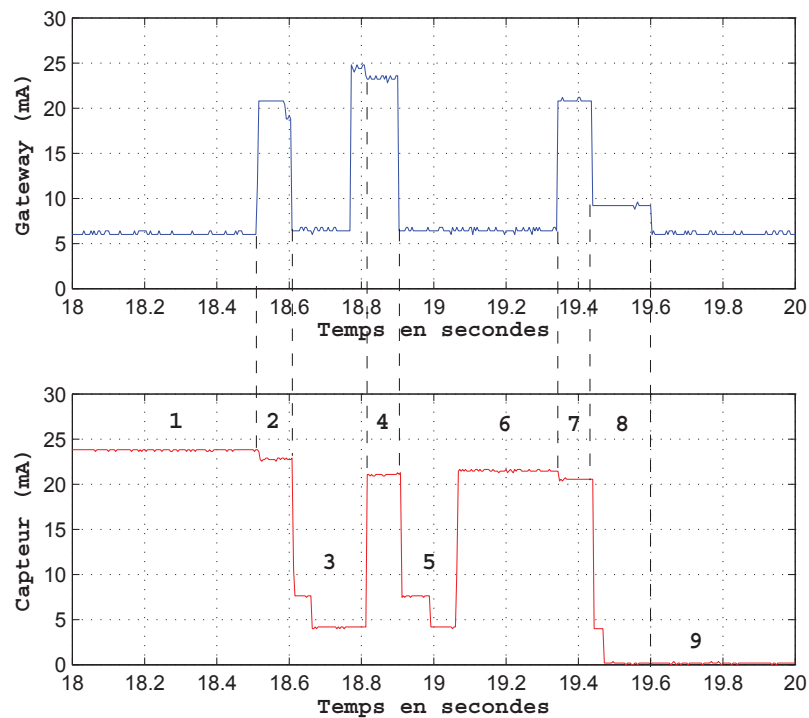


Figure 5.9 : Grossissement de la figure 5.8 : consommation lors d'une communication entre le gateway et un capteur.

1. Le capteur est en mode réception prêt à recevoir la trame d'interrogation lui indiquant d'envoyer ses données. Pendant cette période de temps, sa consommation en courant est égale à 22 mA et correspond à la consommation en mode réception à laquelle vient s'ajouter celle de la LED.

2. Le gateway émet sa trame d'interrogation. La consommation du capteur est alors égale à 21,2 mA et correspond aux mesures statiques précédentes.
3. Le capteur traite alors la demande du gateway. La durée de traitement correspond au temps de basculement entre le mode réception et le mode actif, auquel vient s'ajouter la durée d'acquisition et de traitement du convertisseur analogique numérique. Pendant cette durée, le CPU est actif et consomme environ 4,2 mA.
4. Le capteur passe ensuite en mode émission et transmet ses données au gateway pendant 100 ms.
5. Il bascule ensuite en mode réception et attend une validation de la transaction.
6. Dans cet objectif, le gateway transmet un accusé de réception. Pendant cet intervalle, la consommation du capteur est égale à 20,5 mA et la LED n'est pas allumée.
7. Le capteur réinitialise son cadencement temporel et peut retourner en phase de sommeil. Sa consommation en courant chute alors à 180 μA .

Les durées d'émission de réception des trames d'interrogation, de données et d'accusé de réception, qui correspondent respectivement aux phases 2, 4 et 7, sont toutes égales à 100 ms, ce qui correspond bien à une transmission d'une trame de 15 octets (comme indiqué dans la section 5.3.3) avec un débit de 1,2 kbps (soit un temps binaire $T_b = 83 \mu s$).

Influence du débit et du codage canal sur la consommation d'un capteur

La figure 5.10 permet d'illustrer l'impact du débit et du codage canal sur la durée d'émission radio.

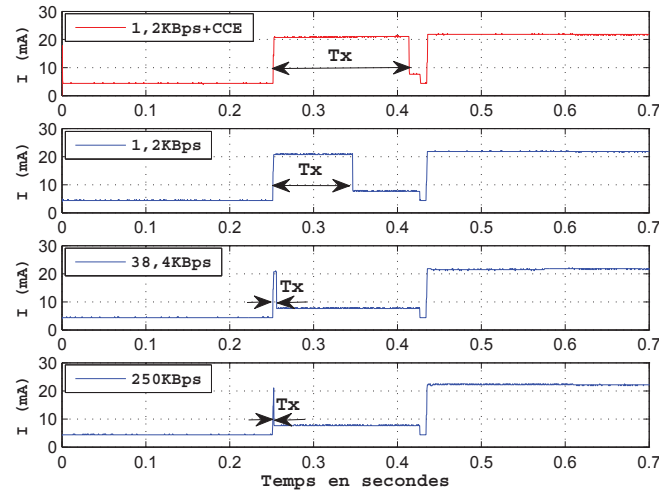


Figure 5.10 : Différences de consommation suivant le débit et lors de l'utilisation du codage canal.

On observe logiquement, comme discuté dans le chapitre 3 section 3.2.3.2.3, que plus le débit augmente, plus la durée d'émission diminue. Au contraire, l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs allonge la durée de transmission. Pour un débit de 1,2 kbps, la durée

d'émission relevée avec l'utilisation d'un code convolutif de rendement $1/2$ et d'un entrelaceur ligne-colonne 4×4 est égale à 164,8 ms. La documentation constructeur du CC1110 [32] indique que le code convolutif est appliqué sur le champ de données et le champ CRC de la trame. En raison du rendement du code correcteur, la trame est alors allongée de 10 octets et devient donc égale à 25 octets, ce qui correspond bien à une émission de 164,8 ms (pour un débit de 1,2 kBps). En conclusion, le surcoût énergétique lié à l'allongement de la durée de transmission est inférieur au coût énergétique d'une transmission de deux trames (transmission + retransmission). L'utilisation d'un code convolutif de ce type permet donc de diminuer nettement le nombre de retransmissions à travers la diminution du TEB (chapitres 1 section 1.4.3.3 et chapitre 3 section 3.3.3.2) et donc, par conséquent, la consommation énergétique associée. Il paraît alors essentiel de le mettre en oeuvre au sein de la chaîne de transmission numérique.

Consommation dynamique du détecteur de présence

Comme précédemment, nous illustrons ici sur la figure 5.11, la consommation de courant dynamique liée aux communications entre un détecteur de présence et le gateway pendant la phase de scrutation périodique. Dans cette configuration, l'intervalle de scrutation est fixé à 5 secondes et le débit à 1,2 kBps.

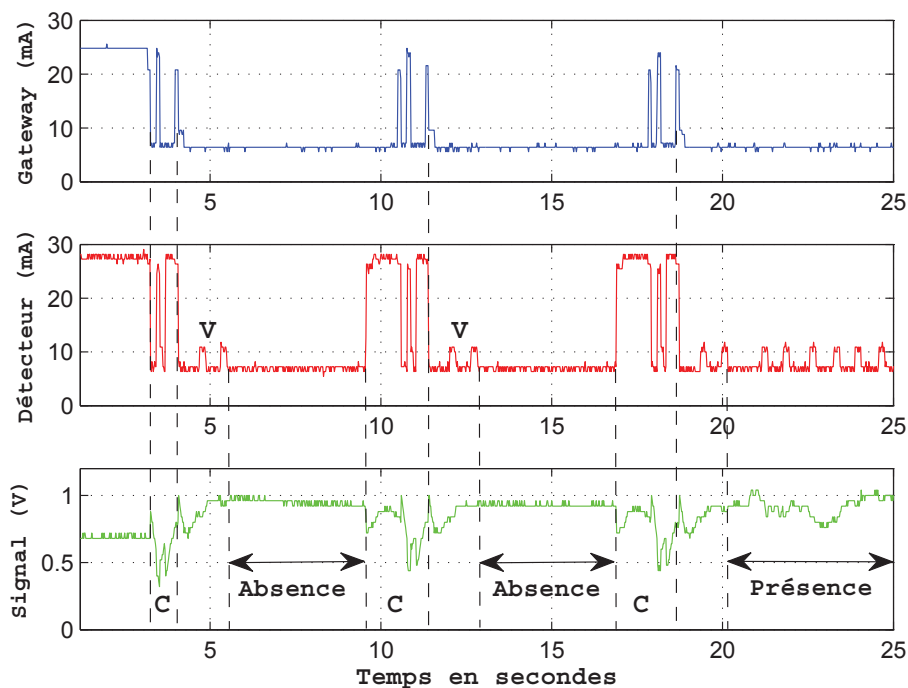


Figure 5.11 : Illustration des consommations du détecteur de présence pendant la phase de fonctionnement et évolution du signal de détection.

Sur cette figure, les phases de communication radio entre le détecteur et le gateway sont notées C. Pendant ces phases, le principe de fonctionnement est le même que pour un capteur

de température. Après interrogation par le gateway, le détecteur indique par transmission radio s'il a détecté ne serait ce qu'une seule fois, la présence de personne depuis la dernière scrutation. Parallèlement, on remarque que, pendant ces phases de communication, le signal analogique provenant du capteur pyroélectrique est perturbé en raison des ressources nécessaires au bloc radio du CC1110 pour les transmissions. Ensuite, le capteur doit se restabiliser. On observe également que lorsqu'il ne capte pas de rayons infrarouges, il est quasiment stable, et au contraire variable lors de la détection d'une présence.

La principale différence de consommation d'un détecteur de présence par rapport à un capteur de température se situe en dehors des intervalles de scrutation. C'est à dire lorsque le détecteur de présence a besoin d'être constamment alimenté pour effectuer sa moyenne glissante afin d'évaluer le niveau moyen et détecter une éventuelle présence. Durant ces intervalles de temps, la consommation engendrée par l'utilisation du CPU et du convertisseur analogique numérique est égale à 7,27 mA. Les petites variations notées V et observées sur le chronogramme correspondent à l'allumage de la LED lorsque le signal analogique issu du capteur pyroélectrique dépasse le niveau moyen.

5.4.3 Extrapolation des durées de vie

A partir des mesures de consommations dynamiques, il est désormais possible d'estimer les durées de vie des différents capteurs en fonction du mode de fonctionnement et de l'intervalle de transmission L (cf. chapitre 4 section 4.3.3.4). Pour ces estimations, le modèle de batterie est le même que celui utilisé dans les chapitres 3 et 4, et la puissance d'émission est réglée à 0 dBm.

Les résultats de la durée de vie moyenne d'un capteur en fonction du débit et de l'intervalle de transmission L sont représentés sur la figure 5.12. La figure 5.12(a) représente la durée de vie d'un capteur lorsque le mode PM1 (mode veille consommant $220 \mu A$) est utilisé en dehors des plages de communication radio. La figure 5.12(b) correspond à la durée de vie d'un capteur avec l'utilisation du mode PM2 (mode veille consommant $0,5 \mu A$).

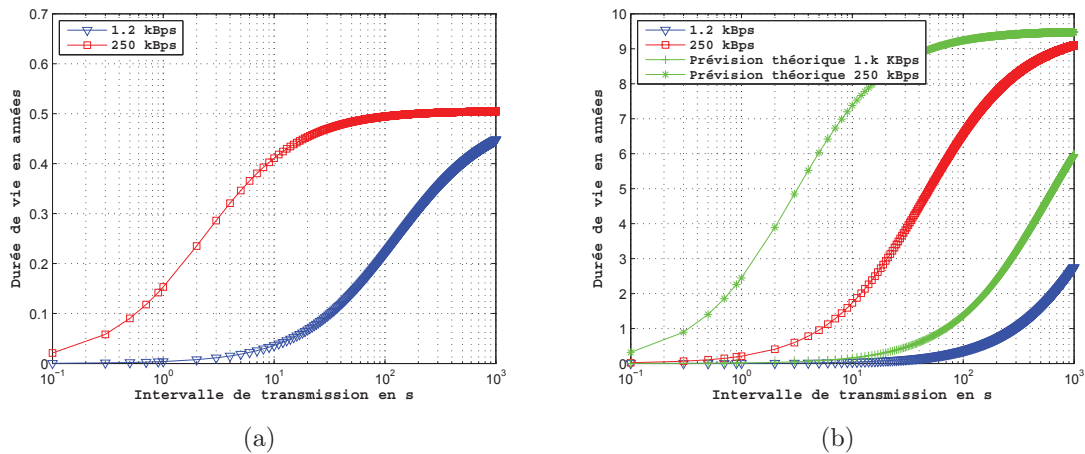


Figure 5.12 : Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission et du débit : avec le mode PM1 (a) ; avec le mode PM2 (b).

Dans un premier temps et en raison du modèle de batterie utilisé, on observe, comme dans le chapitre 3 et 4, le même comportement asymptotique de la durée de vie lorsque l'intervalle de transmission augmente. Ensuite, on remarque très nettement qu'avec l'augmentation du débit, la durée de vie d'un capteur augmente, ce qui s'explique logiquement par la réduction des temps de transmission et de réception.

De plus, on observe que les résultats obtenus sont fortement conditionnés par le mode de fonctionnement utilisé pendant les phases de repos du capteur. Lorsque c'est le mode PM1 qui est utilisé, la durée de vie maximum est égale à 0,5 an. En revanche, avec le mode PM2, la durée de vie peut atteindre jusqu'à 9 ans avec un débit de 250 kbps, soit un gain de près de 94%. Il paraît donc essentiel d'utiliser le mode PM2 pendant les phases de sommeil d'un capteur.

Les écarts observés entre les prévisions théoriques et les extrapolations sont quant à eux essentiellement dus aux consommations liées au CPU et au CAN pendant les périodes de scrutations périodiques. Ils sont de l'ordre de 71% pour un débit de 250 kbps et un intervalle de transmission de 10 s, et 66% pour un débit de 1,2 kbps et un intervalle de transmission de 200 s. L'activité du microcontrôleur a donc un impact non négligeable sur la durée de vie moyenne d'un capteur. En d'autres termes, il est nécessaire de définir précisément l'activité du CPU et du CAN ainsi que les niveaux de consommation associés pour être précis dans l'estimation des durées de vie. Néanmoins, cette influence sera logiquement moins importante pour des débits plus faibles car, dans ce cas précis, la consommation globale d'un capteur sera dominée essentiellement par la consommation de la partie radio.

Afin de comparer les performances du démonstrateur par rapport au protocole MAC spécifié dans la section 4.4.1 du chapitre 4, nous avons tracé sur la figure 5.13 la durée de vie extrapolée avec l'utilisation du mode PM2 et un débit de 250 kbps et celle prévue théoriquement avec le protocole MAC proposé.

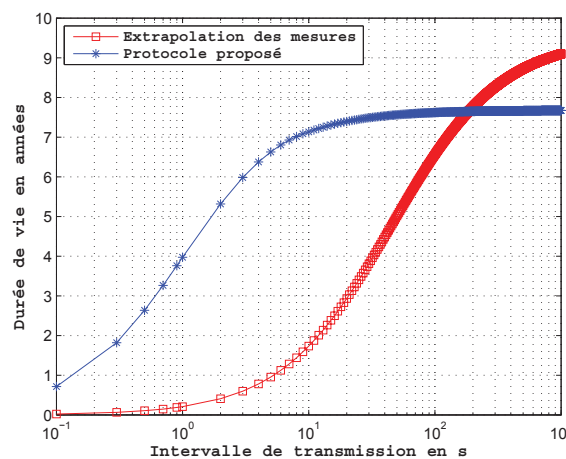


Figure 5.13 : Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L obtenue par extrapolation des mesures et comparaison avec le protocole MAC proposé dans le chapitre 4.

On remarque alors que les résultats extrapolés sont bien éloignés des prévisions attendues avec le protocole MAC proposé. On notera par exemple, pour un intervalle de transmission de 10 s, un écart de près de 5 années. En revanche, pour des intervalles de transmissions supérieurs à 200 s, les mesures de consommations dynamiques révèlent de meilleures performances avec un gain en termes de durée de vie de plus d'une année. Dans cette zone, les performances du démonstrateur sont meilleures parce que le préambule adaptatif spécifié avec le protocole MAC alourdit le bilan énergétique pour des intervalles de transmission importants. En réalité, les différences entre les deux durées de vie étaient prévisibles, d'une part, en raison de la structure des trames mises en oeuvre, dont la longueur est bien plus importante que celles spécifiées et, d'autre part, en raison de la part énergétique liée à l'activité du CPU. Plus précisément, ce sont les contraintes technologiques du SoC CC1110 qui limitent les performances du démonstrateur. Pour atteindre les performances prévues dans le chapitre 4 section 4.4.4, il est nécessaire de recourir à une architecture matérielle dédiée, où la structure des trames peut entièrement être maîtrisée. En d'autres termes, il est nécessaire de réduire les champs de synchronisation de la trame (préambule et mot de synchronisation), ainsi que le champ de détection d'erreur (CRC). Ceci passe donc par l'utilisation ou le développement d'un démodulateur performant et l'utilisation d'une PLL numérique efficace avec laquelle la récupération de la synchronisation (fréquence, binaire) est rapidement effectuée, pour au final, limiter les longueurs des champs de synchronisation des trames.

Concernant le détecteur de présence, les résultats de la durée de vie moyenne en fonction du débit et de l'intervalle de transmission sont représentés sur la figure 5.14.

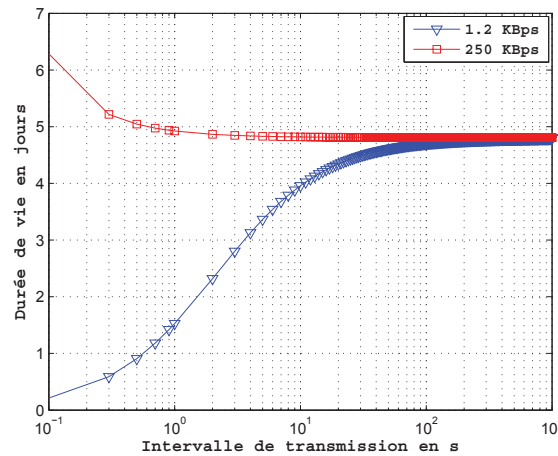


Figure 5.14 : Durée de vie d'un détecteur de présence en fonction de l'intervalle de transmission et du débit.

Les résultats observés viennent corroborer le fait que, pour ce type de capteur, la consommation en courant en dehors des phases de transmission/réception radio domine la consommation globale (ie 7,27 mA sur la figure 5.11). Cette influence dépend cependant de l'intervalle de transmission et du débit. Pour un débit de 1,2 KBps, l'influence des consommations liées aux transmissions radios est plus importante. Dans ce cas de figure, on observe que la durée

de vie évolue naturellement en fonction de l'intervalle de transmission avec un maximum de 5 jours. Pour un débit de 250 kbps, les consommations liées aux transmissions radio deviennent négligeables et on observe alors que la durée de vie d'un détecteur de présence diminue avec l'augmentation des intervalles de transmissions. Cette évolution est due à l'allongement des périodes de temps entre les transmissions radio et, par conséquent, à une augmentation de la prédominance de la consommation statique. Enfin, on note que la durée de vie obtenue pour ce type de capteur est très faible comparativement à celle d'un capteur de température. Il est donc primordial de diminuer la consommation statique en dehors des transmissions. Cette diminution passe alors par la réduction de la consommation du détecteur infrarouge et du traitement associé au calcul de la moyenne glissante. En conclusion, il s'avère donc préférable pour qualifier l'utilisation effective du bâtiment, de procéder en lieu et place du détecteur de présence, à une extrapolation des autres informations fournies : ouverture/fermeture des portes, extinction/allumage des appareils électriques, consommations de courant ...

5.4.4 Encombrement spectral

En plus des mesures de consommation, il est important de vérifier l'encombrement spectral des transmissions radio. Cette vérification est nécessaire, d'une part, afin de respecter les réglementations, mais également, d'autre part, si on désire partager la bande fréquentielle en plusieurs canaux. Dans cet objectif, nous avons mesuré à l'aide d'un analyseur de spectre, l'encombrement spectral des transmissions radio à 433 MHz pour plusieurs schémas de modulation et deux débits différents : 1,2 et 250 kbps.

Les spectres relevés à 433 MHz sont représentés sur la figure 5.15 et permettent ensuite d'estimer l'encombrement spectral à -20 dB. Les résultats sont répertoriés dans le tableau 5.2.

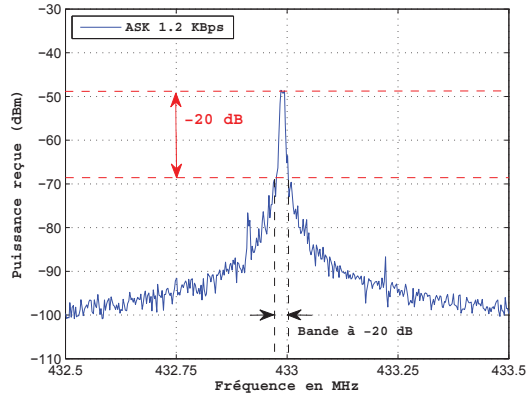
Modulation	1,2 kbps	250 kbps
ASK	25 kHz	356 kHz
FSK	120 kHz	331 kHz
MSK	22 kHz	336 kHz

Tableau 5.2 : Encombrement spectral à -20 dB pour une fréquence de 433 MHz.

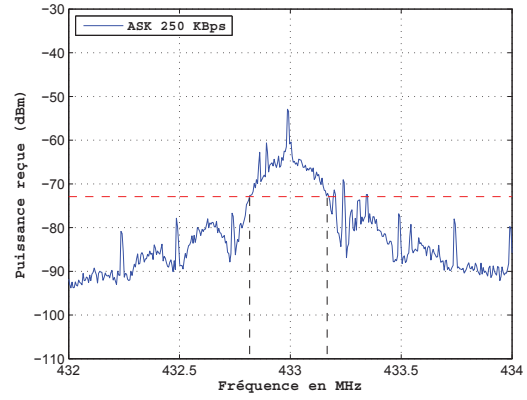
On observe tout d'abord qu'une meilleure efficacité spectrale est obtenue avec la modulation MSK pour un débit de 1,2 kbps. En revanche, à 250 kbps, c'est la modulation FSK qui est la plus efficace. De plus, comme prévu théoriquement, la bande spectrale occupée est plus grande lorsque le débit est augmenté. On note un élargissement du spectre d'environ 300 kHz pour les deux débits mesurés et les modulations ASK et MSK, contre un élargissement de 210 kHz pour la modulation FSK.

Sachant que la largeur de la bande ISM 433 MHz est égale à 1,74 MHz, nous savons alors qu'avec un débit de 1,2 kbps, il est possible de la diviser en 69 canaux avec la modulation ASK, en 14 canaux pour la modulation FSK et en 79 canaux pour la modulation MSK. Par contre, pour un débit de 250 kbps, elle ne peut être divisée qu'en 4 canaux pour la modulation ASK et 5 canaux pour les modulations FSK et MSK. En conclusion, il apparaît donc une fois de plus que la modulation MSK est la plus efficace.

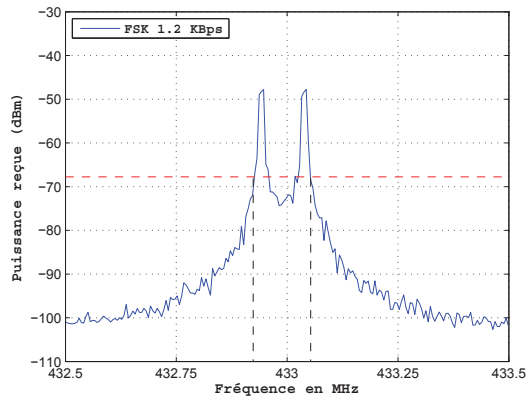
Enfin, notons qu'à 868 MHz, l'encombrement spectral à -20 dB est similaire à celui obtenu à 433 MHz, c'est pourquoi les résultats ne sont pas présentés.



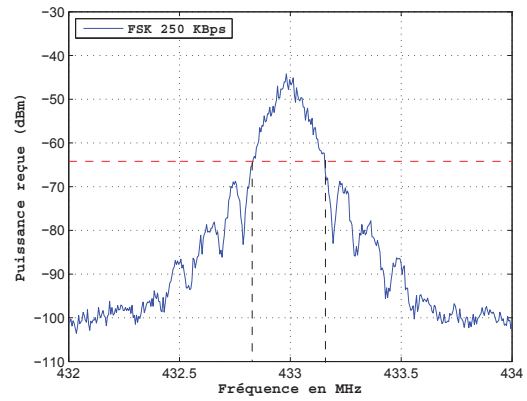
(a)



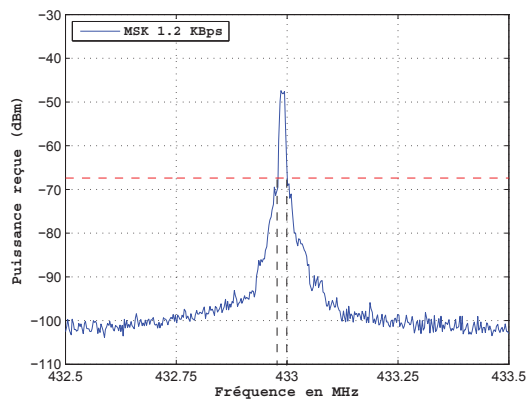
(b)



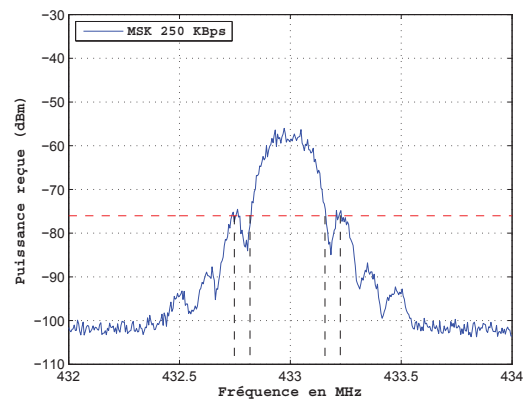
(c)



(d)



(e)



(f)

Figure 5.15 : Spectres des modulations : ASK à 1,2 kbps (a) ; ASK à 250 kbps (b) ; FSK à 1,2 kbps (c) ; FSK à 250 kbps (d) ; MSK à 1,2 kbps (e) ; MSK à 250 kbps (f).

5.5 Premières mesures in-situ

Après avoir analysé les performances énergétiques du démonstrateur en fonction du paramétrage de la couche physique, nous nous intéressons, dans cette partie du chapitre, aux premières mesures réalisées in-situ afin de valider le fonctionnement applicatif du démonstrateur. Pour ces mesures, l'installation du système est la même que celle présentée sur la figure 5.4. Le démonstrateur est ainsi composé de 6 capteurs qui permettent de relever les différents paramètres physiques et d'usage pendant une période de 24 heures. De plus, il est paramétré pour fonctionner sur la bande ISM 433 MHz en utilisant un schéma de modulation MSK, une puissance d'émission à 0 dBm et enfin un débit de 250 kbps.

5.5.1 Mesures RSSI et analyses

Dans cette partie, nous nous intéressons à des premières mesures de RSSI⁴ qui permettent d'évaluer la qualité des transmissions radio. Comme nous l'avons expliqué tout au long de ce manuscrit, les variations du canal de propagation sont temporelles et essentiellement causées par le déplacement des personnes dans l'environnement. C'est pourquoi, en plus des mesures de RSSI, nous avons tracé, sur les figures 5.16 et 5.17, les détections relevées par les capteurs de présence dans l'objectif de montrer la corrélation prévisible entre la présence de personnes et les variations temporelles des RSSI mesurés.

L'évolution temporelle du RSSI de chaque capteur est représentée sur la figure 5.16 pour le 1^{er} bureau et sur la figure 5.17 pour le 2^{ème} bureau. Les capteurs de température sont notés T1 et T2, les détecteurs d'ouverture des portes P1 et P2 et enfin les détecteurs de présence D1 et D2, respectivement pour les bureaux n°1 et 2.

Tout d'abord, on note que le niveau moyen observé pour chaque capteur est cohérent par rapport aux distances les séparant du gateway et l'utilisation d'une fréquence porteuse de 433 MHz. Les principales différences par rapport à une atténuation en espace libre (-45 dBm à 10 mètres) sont liées aux parois traversées.

Pour chaque bureau, on observe trois plages horaires sur lesquelles les variations des RSSI sont différentes. La première plage horaire s'étend de 11 h à 17 h. Durant cet intervalle de temps, les RSSI peuvent présenter des variations importantes de plusieurs dB qui peuvent être causées par le déplacement des personnes dans l'environnement ou à leur proximité passagère des capteurs. Par exemple sur la figure 5.16, on observe un évanouissement prolongé du détecteur D1 vers 17 h, alors que le signal mesuré par le détecteur ne détecte aucune présence. En réalité, le détecteur de présence infrarouge est un détecteur de mouvement. C'est pourquoi, si une personne se trouve à proximité du détecteur mais ne bouge pas, il n'y aura pas de détection de présence. En revanche, cette présence va perturber le champ émis par l'antenne du détecteur et on observe alors un évanouissement du RSSI mesuré. Ensuite, sur la plage horaire située entre 18 h et 7 h, on observe que les RSSI sont quasiment stables. Cette période de temps se situe en dehors des plages horaires de travail, c'est à dire lorsqu'il n'y a personne dans l'environnement (détecteurs D1 et D2). Dans ce cas, ils ne présentent quasiment pas de variations temporelles. Enfin, à partir de 7 h du matin, les premières personnes arrivent dans les locaux et les RSSI mesurés commencent à varier de manière plus prononcée.

4. Received Signal Strength Indication

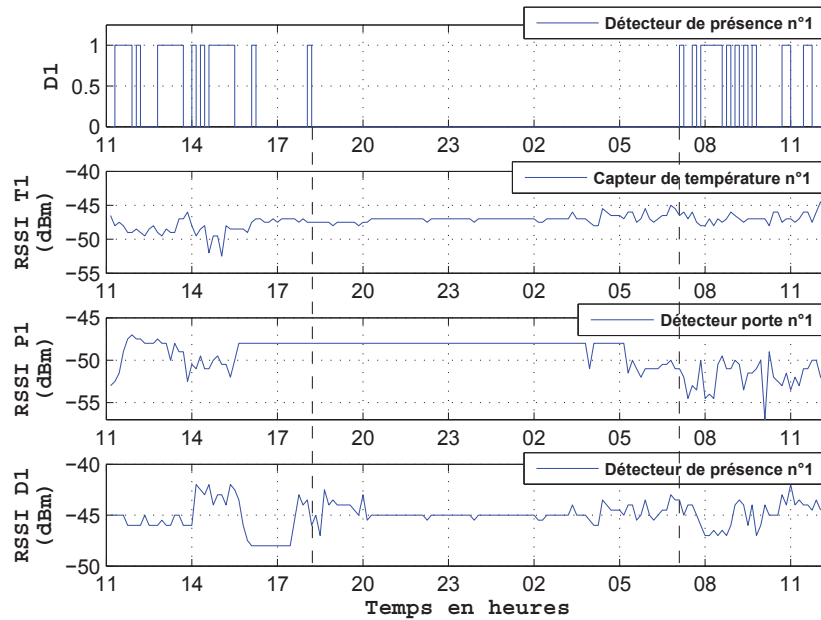


Figure 5.16 : RSSI relevés par le système dans le bureau n°1.

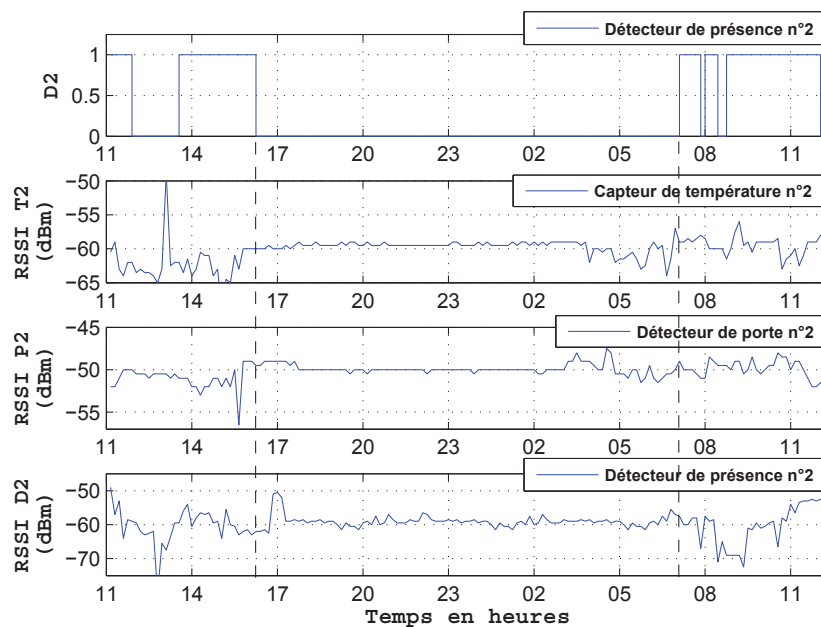


Figure 5.17 : RSSI relevés par le système dans le bureau n°2.

Afin d'étudier le comportement statistique des RSSI, nous proposons d'utiliser la méthode d'identification statistique décrite dans le deuxième chapitre (section 2.5). Ainsi, en appliquant cette méthode sur les RSSI de chaque capteur, nous évaluons la distribution théorique qui est la plus semblable à celle mesurée. Les résultats de l'application de cette méthode d'identification statistique sur les RSSI du détecteur P2 sont illustrés pour exemple sur la figure 5.18 et la figure 5.19.

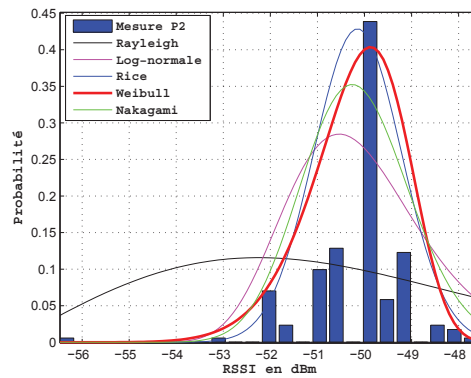


Figure 5.18 : Histogrammes empiriques et densités de probabilité des lois candidates pour les RSSI du détecteur P2.

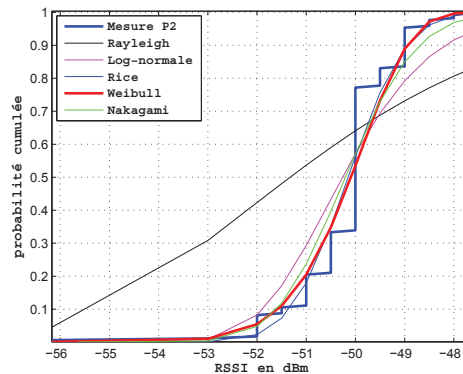


Figure 5.19 : Fonctions de répartition empiriques et fonctions de répartition de probabilité théoriques des lois candidates pour les RSSI du détecteur P2.

A travers ces figures, on remarque visuellement que, quelle que soit la mise en forme des données (histogramme ou fonction de répartition empirique), les distributions statistiques des RSSI du détecteur P2 suivent une loi de Weibull. En d'autres termes, les variations temporelles des RSSI peuvent être modélisées à partir d'une distribution de Weibull. Ces résultats viennent donc corroborer ceux présentés dans le deuxième chapitre (section 2.5.6).

L'estimation du paramètre k , représentatif de la sévérité des variations pour une distribution de Weibull, est répertoriée pour chaque capteur dans le tableau 5.3.

Capteur	T_1	P_1	D_1	T_2	P_2	D_2
k	2,90	4,34	2,8	4,01	3,15	2,42
k moyen	3,79					

Tableau 5.3 : Paramètre k estimé.

A partir de ce tableau et de l'évolution du paramètre k en fonction du nombre de personnes en mouvement dans l'environnement (définie sur la figure 2.19 du chapitre 2), il est alors possible de conclure que les variations observées des RSSI sont dues au déplacement d'au maximum 3 personnes. Sachant que les bureaux utilisés pour ces mesures in-situ sont occupés par deux personnes, ce résultat semble donc cohérent.

5.5.2 Mesures des paramètres physiques et d'usage

Afin de valider le fonctionnement applicatif du démonstrateur, les mesures des différents paramètres nécessaires à l'évaluation des performances d'un bâtiment ont été effectuées dans les deux bureaux décrits précédemment pendant une période d'évaluation de 24 heures.

Les mesures relevées par le système dans le 1^{er} bureau sont représentées sur la figure 5.20.

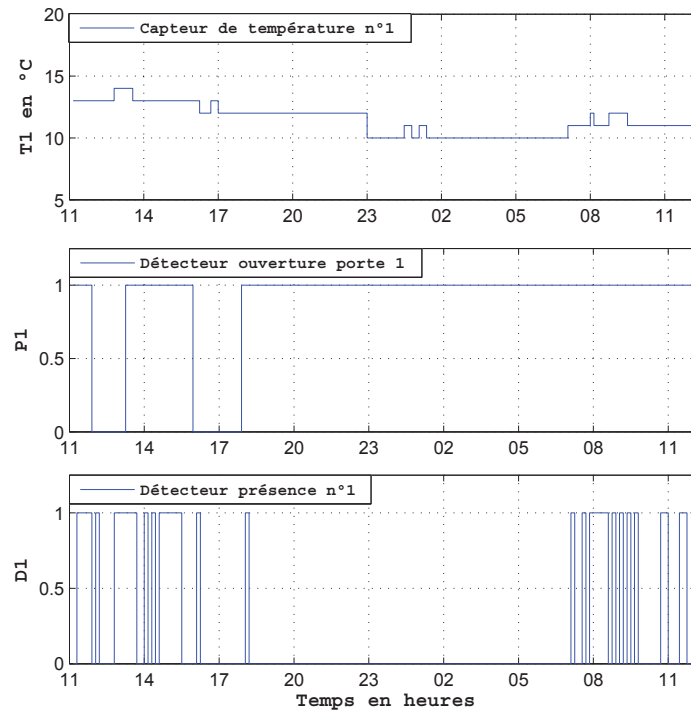


Figure 5.20 : Mesures relevées par le système dans le bureau n°1.

On observe alors que, pendant cette période d'évaluation, la température évolue entre 10°C et 14°C. Son évolution sur 24 h est cohérente avec l'évolution de la température extérieure dans la journée. En d'autres termes, on observe bien une diminution de la température pendant les heures de nuit. Le détecteur d'ouverture de porte, noté P1, montre que la porte du bureau est la plupart du temps ouverte. Enfin, la détection de présence réalisée par le capteur noté D1 est cohérente avec l'occupation généralement observée dans ce type d'environnement. On notera notamment qu'entre les heures de repas et en dehors de la plage horaire de travail (entre 18 h et 7 h du matin), D1 ne détecte aucune présence. L'occupation du bureau semble donc cohérente avec le diagramme de taux d'occupation (figure 2.21) utilisé dans le chapitre 2 pour modéliser les variations temporelles du canal de propagation.

Les mesures relevées par le système dans le bureau n°2 sont représentées sur la figure 5.21.

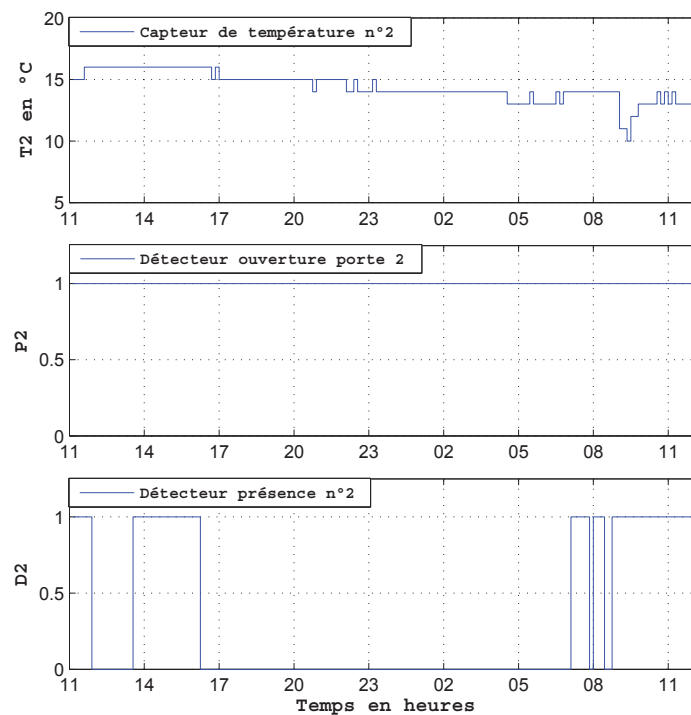


Figure 5.21 : Mesures relevées par le système dans le bureau n°2.

L'évolution des paramètres relevés dans le deuxième bureau est également cohérente. On remarque cependant que la température moyenne est légèrement plus élevée, malgré la proximité de l'environnement avec le premier bureau. On note toutefois une chute de la température vers 9 h du matin et qui s'explique par l'ouverture d'une des fenêtres du bureau. De plus, on remarque que la porte n'a jamais été fermée et qu'il y a eu moins de mouvements de personnes dans l'environnement.

A ce stade, ces premières mesures permettent de valider le fonctionnement du démonstrateur et, par la même occasion, l'application visée. En revanche, il est nécessaire d'allonger la durée d'évaluation pour faire apparaître clairement des corrélations entre les divers paramètres.

5.6 Conclusion

Après un bref état de l'art sur les plateformes matérielles existantes et utilisables pour des réseaux de capteurs, ce chapitre a présenté le matériel choisi pour la réalisation d'un démonstrateur autonome, capable de mesurer in-situ les performances des bâtiments en exploitation. L'architecture matérielle de ce démonstrateur est basée sur le SoC CC1110 de chez Texas Instruments et la première version est composée de 6 capteurs et d'un gateway.

Les mesures réalisées avec ce démonstrateur ont permis, d'une part, de mettre en évidence l'influence de chaque paramètre de la couche physique (bandes de fréquence, modulations, codes correcteurs d'erreurs, puissance d'émission, débit ...) sur la consommation globale d'un capteur et, d'autre part, de valider les propos théoriques étayés dans les chapitres précédents. Qui plus est, l'influence de l'activité du CPU et du CAN sur la durée de vie d'un capteur a été analysée. Nous avons d'ailleurs montré que pour un détecteur de présence, qui nécessite d'être alimenté en continu, la part du CPU et du CAN dans la consommation globale était plus importante que celle dédiée aux communications radio. En complément, l'analyse spectrale a permis de montrer l'importance du schéma de modulation.

Enfin, les mesures in-situ détaillées à la fin de ce chapitre, en plus de valider le fonctionnement du démonstrateur, permettent de corroborer les résultats sur les variations temporelles du canal de propagation décrites dans le deuxième chapitre.

Néanmoins, nous avons vu que les performances en termes de durée de vie observées avec ce démonstrateur, sont assez éloignées des prévisions théoriques. En réalité, la mise en oeuvre du protocole MAC développé dans le chapitre 4 n'a pas pu être réalisée de manière formelle en raison des contraintes technologiques du CC1110. Les modifications par rapport aux spécifications concernent notamment la structure des trames et plus particulièrement la longueur du préambule et du mot de synchronisation. Par conséquent, le préambule adaptatif assurant la synchronisation des échanges entre le capteur et le gateway n'a pu être mis en oeuvre et les longueurs de trames nécessaires au bon fonctionnement du CC1110 sont plus importantes que celles spécifiées avec le protocole MAC conduisant ainsi à l'allongement des durées de transmission et de réception. Pour espérer diminuer la consommation énergétique d'un capteur sans fil, il paraît donc nécessaire de mettre en oeuvre le protocole MAC proposé sur une architecture matérielle dédiée.

Conclusion générale et perspectives

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre de l'optimisation énergétique des réseaux de capteurs sans fil avec une application dédiée au diagnostic in-situ des performances des bâtiments en exploitation. Néanmoins, l'approche proposée dans cette thèse reste valable quelle que soit l'application visée.

Dans ce contexte, le premier chapitre introduit les notions de base nécessaires à la compréhension et à l'étude énergétique des couches basses du modèle OSI. Dans un premier temps, un état de l'art général sur les réseaux de capteurs sans fil a permis de montrer l'influence des couches physique et MAC sur l'efficacité énergétique des transmissions radio. Plus particulièrement, nous avons souligné que certaines techniques de traitement du signal associées à la couche physique (schémas de modulation, codage canal) permettaient d'améliorer le TEB et, par conséquent, de réduire le nombre de retransmissions. Ce chapitre a notamment permis d'expliquer qu'en réalité les stratégies d'optimisation de la couche physique devaient reposer sur la recherche du meilleur compromis entre le TEB (pour améliorer la qualité des transmissions), la longueur du message à transmettre (pour diminuer les temps d'émission/réception et le nombre de retransmissions) et enfin la puissance d'émission (pour diminuer la consommation de l'amplificateur de puissance). Après l'analyse de la couche physique, une introduction sur l'importance de la couche MAC nous a permis de montrer que cette couche était déterminante dans les performances finales d'un réseau de capteurs. En conclusion de ce chapitre, nous avons identifié qu'une démarche d'optimisation "cross-layer" entre les couches physique et MAC étaient nécessaires pour améliorer significativement et indépendamment des performances des autres couches, la consommation d'énergie d'un réseau de capteurs.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation des variations temporelles du canal de propagation *indoor* afin de prendre en compte l'impact du déplacement d'êtres humains sur la qualité des transmissions. Dans un premier temps, une synthèse bibliographique sur les modèles de canaux *indoor* a permis de mettre en évidence les différentes approches de modélisation. Dans cet objectif, nous avons tout d'abord présenté les modèles asymptotiques en fréquence qui tiennent compte de l'aspect multi-trajets du canal et permettent de modéliser toutes les propriétés de l'onde (l'atténuation, le retard et la phase, la polarisation ...). Ensuite, les modèles empiriques ont été présentés. Ils permettent de modéliser la puissance statique du signal reçu mais ne prennent pas en considération l'aspect multi-trajets du canal. Puis,

les modèles statistiques souvent utilisés pour modéliser les évanouissements à petite échelle du canal ont été introduits. Enfin, les modélisations existantes tenant compte de l'effet des personnes sur le comportement du canal ont été analysées. Il a notamment été souligné que les modèles proposés n'étaient pas adaptés aux bandes de fréquences choisies dans le cadre de cette thèse, et qu'ils n'étaient pas paramétrables selon le nombre de personnes en mouvement dans l'environnement de propagation. A partir de cette synthèse bibliographique, nous avons exposé le principe retenu pour la modélisation proposée. Plus précisément, il repose sur l'association d'un modèle de canal statique pour déterminer le niveau moyen et d'un modèle statistique pour modéliser les fluctuations temporelles autour de ce niveau moyen. Notre contribution porte essentiellement sur la modélisation statistique, qui reste indépendante du modèle statique choisi. Pour le développement de ce modèle, une campagne de mesures sur les bandes 433 et 868 MHz a été réalisée. Elle a notamment permis de faire la distinction entre une personne qui franchit le trajet direct et des mouvements aléatoires dans l'environnement. Ensuite, après avoir présenté la méthode d'identification statistique permettant de modéliser le comportement stochastique du canal à partir de données expérimentales, nous avons montré la nécessité, dans le cas d'un franchissement net du trajet direct, de recourir à une reconstruction temporelle de la réponse du canal. Dans cet objectif et à l'aide d'un processus de Poisson couplé à un diagramme de taux d'occupation, nous avons proposé une modélisation de ces variations. Finalement, dans la dernière partie de ce chapitre, une estimation du TEB moyen à partir de ce modèle de canal nous a permis de souligner l'importance du nombre de personnes en mouvement sur la qualité des transmissions.

Le troisième chapitre porte sur l'optimisation énergétique de la couche physique d'un réseau de capteurs. L'approche retenue est basée sur l'amélioration d'un modèle d'énergie existant grâce à la modélisation temporelle du canal proposée dans le deuxième chapitre. Le modèle d'énergie ainsi amélioré a permis, à travers la minimisation de l'énergie par bit transmis avec succès, de déterminer le meilleur compromis entre le niveau de la puissance d'émission, le TEB, le nombre de retransmissions et la longueur des trames. La puissance d'émission minimum ainsi obtenue a ensuite servi de critère d'évaluation pour mesurer l'efficacité énergétique de plusieurs couches physiques (schémas de modulation, codage canal, bande de fréquence). De cette manière, nous avons montré qu'une chaîne de transmission composée d'une modulation MSK avec une fréquence porteuse à 433 MHz, couplée à un code convolutif de rendement $1/2$, permettait de réduire significativement la puissance d'émission. Sur cette base, nous avons proposé une stratégie d'adaptation de la puissance d'émission en fonction des conditions de transmission et de la longueur du message à transmettre. Les résultats de cette approche ont montré finalement des gains significatifs sur la durée de vie d'un capteur.

Le quatrième chapitre porte sur l'optimisation conjointe des couches physique et MAC. Après un état de l'art sur les protocoles MAC issus de différentes communautés scientifiques, nous avons réalisé une analyse énergétique de trois protocoles MAC différents : un protocole idéal, le standard 802.15.4 (Zigbee) et le protocole WorldFIP. Cette évaluation a été menée de façon à prendre en compte à la fois les performances de la couche physique, le volume de trafic dans le réseau et les éventuelles pertes de synchronisation. Les résultats de cette évaluation ont permis d'identifier les améliorations nécessaires pour optimiser les performances d'un protocole MAC. Il a été montré qu'une amélioration de l'efficacité énergétique d'un protocole MAC pouvait être obtenue en minimisant le nombre d'échange, mais également en réduisant la longueur des trames et plus particulièrement les champs nécessaires en réception pour les

différents niveaux de synchronisation (préambule et mot de synchronisation). Dans la dernière partie de ce chapitre, un protocole MAC basé sur une allocation temporelle du canal a été proposé. De cette manière, le risque de collision et l'énergie dépensée pour l'écoute passive sont annulés. Les performances de ce protocole reposent à la fois sur la minimisation des échanges pour une transaction donnée entre un capteur et le *gateway*, sur la réduction des longueurs de trames et enfin sur un champ préambule adaptatif selon l'intervalle de resynchronisation.

Dans le cinquième et dernier chapitre, les propos théoriques développés tout au long de la thèse ont été validés à travers la réalisation d'une première version de prototype. Après avoir présenté l'architecture matérielle retenue pour cette réalisation, le SoC CC1110, des mesures de consommations statique et dynamique ont été réalisées. Elles ont permis, dans un premier temps, de valider le fonctionnement temporel du protocole implémenté, puis de souligner l'impact des différents paramètres de la couche physique (débit, modulation, puissance d'émission ...). Ainsi, nous avons souligné l'importance de la puissance d'émission sur la consommation instantanée et celle du débit pour réduire les temps de transmission et de réception. De plus, il a été montré que la consommation associée à l'utilisation d'un codeur convolutif était inférieure à la consommation de la transmission de deux trames sans codage canal. A travers l'étude menée dans le troisième chapitre et cette constatation, il semble donc que la diminution du TEB associé à la mise en oeuvre de ce code correcteur d'erreur permettent des gains énergétiques significatifs. Ensuite, à partir de la mesure de ces consommations, nous avons extrapolé les durées de vie des différents capteurs et les avons comparé à nos prévisions théoriques. Les résultats de cette extrapolation ont permis de souligner l'importance de la consommation en veille d'un capteur, mais également la consommation liée à l'activité du CPU et du CAN. Pour un détecteur de présence infrarouge, par exemple, cette consommation domine la consommation de la partie radio. De plus, il a été montré que les performances du protocole MAC développé dans le quatrième chapitre étaient moins bonnes que les prévisions théoriques et qu'en raison des contraintes technologiques du SoC (notamment sur les structures de trames), la mise en oeuvre du protocole sur une architecture matérielle dédiée était nécessaire. Enfin, les dernières mesures expérimentales ont permis de valider le fonctionnement applicatif du démonstrateur. De plus, les mesures de RSSI associées à chaque capteur ont permis de valider le comportement stochastique des variations temporelles du canal et donc la modélisation proposée dans le deuxième chapitre.

Les perspectives de ce travail de thèse sont multiples mais s'orientent principalement dans trois directions.

Dans un premier temps, nous avons constaté que les mesures expérimentales effectuées dans le dernier chapitre de ce mémoire ont souligné plusieurs pistes d'optimisation nécessaires pour améliorer la durée de vie du système. Tout d'abord, une gestion fine et précise des durées d'écoute de chaque capteur avant la réception des trames d'interrogation semble nécessaire. De plus, la mise en oeuvre d'une politique d'adaptation de la puissance d'émission en fonction des conditions de transmission, comme proposée dans le troisième chapitre, manque dans la mise en oeuvre de cette version du démonstrateur. Ensuite, il paraît essentiel d'augmenter l'échelle du réseau car, avec l'agrandissement de ce dernier et du nombre de capteurs à gérer, il faudra alors s'interroger sur les capacités de gestion du *gateway*. Dans ce sens, il est d'ailleurs envisagé de le remplacer par une carte PC embarquée "*Gumstix*" [173] dont les dimensions et

les capacités de calcul sont bien plus importantes. Enfin, pour faire apparaître d'éventuels problèmes de synchronisation, il est nécessaire d'allonger la durée d'évaluation des mesures in-situ. Par ailleurs, les contraintes technologiques du composant utilisé ne permettent pas d'utiliser des trames avec un préambule adaptatif assez long pour compenser les dérives d'horloge. Par conséquent, la synchronisation des échanges entre le capteur et le *gateway* peut être perturbée selon l'intervalle choisi pour les transmissions et la collecte des données. Pour espérer réellement diminuer la consommation énergétique d'un capteur sans fil, il semble donc nécessaire de mettre en oeuvre le protocole MAC proposé sur une architecture matérielle dédiée.

Au niveau de la couche physique, des perspectives de réduction de la puissance d'émission sont encore envisageables à travers la réduction du TEB et l'exploitation de la diversité spatiale du canal. Néanmoins, en raison de leur faible dimension, l'utilisation des techniques MIMO ne sont pas directement transposables pour les réseaux de capteurs sans fil. En revanche, l'utilisation d'un schéma de transmission MIMO coopératif est tout à fait envisageable. Dans cette optique, une ébauche de l'évaluation des performances énergétiques de ces techniques est illustrée dans le cadre de cette thèse dans l'annexe C. Toutefois, ce type d'approche nécessite surtout de travailler le lien entre la répartition spatiale des capteurs, la synchronisation et la structure des échanges. Avec un tel schéma de transmission, les besoins en termes de protocole MAC deviennent alors très différents de ceux exprimés jusqu'à présent.

La dernière perspective logique à ce travail de thèse concerne l'amélioration des mécanismes de synchronisation afin de réduire significativement les longueurs de trames et notamment les champs nécessaires à la récupération de la synchronisation en réception. Dans cette optique, des perspectives d'optimisation existent entre la synchronisation fréquentielle (porteuse) et la synchronisation binaire (débit). Typiquement, un schéma de modulation liant ces deux fréquences permettrait au démodulateur (et la PLL numérique associée) de récupérer à la fois la fréquence porteuse et le rythme binaire réduisant ainsi le nombre de bits nécessaires à l'intérieur des champs de synchronisation.

Bibliographie

- [1] N. Mendes, G.H.C. Oliveira, and H.X. de Araújo. Building Thermal Performance Analysis by using Matlab/Simulink. In *Seventh International IBPSA Conference, Rio de Janeiro, Brazil*, 2001.
- [2] G.J. Pottie and W.J. Kaiser. Wireless Integrated Network Sensors. *Communications of the ACM*, 43(5) :51–58, 2000.
- [3] J.M. Rabaey, M.J. Ammer, J.L. da Silva Jr, D. Patel, and S. Roundy. PicoRadio Supports Ad hoc Ultra-Low Power Wireless Networking. *Computer*, 33(7) :42–48, 2000.
- [4] E.H. Callaway. *Wireless Sensor Networks : Architectures and Protocols*, volume 3. CRC press, 2004.
- [5] N. Correal and N. Patwari. Wireless Sensor Networks : Challenges and Opportunities. In *Proceedings of the Virginia Technology Symposium on Wireless Personal Communications*, pages 1–9.
- [6] I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci. Wireless Sensor Networks : A Survey. *Computer networks*, 38(4) :393–422, 2002.
- [7] W.K.G. Seah, Z.A. Eu, and H.P. Tan. Wireless Sensor Networks Powered by Ambient Energy Harvesting (WSN-HEAP)-Survey and Challenges. In *Proceedings of the 1st International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory, Aerospace & Electronic Systems Technology, Wireless VITAE*, pages 1–5, 2009.
- [8] L. Wang and FG Yuan. Vibration Energy Harvesting by Magnetostrictive Material. *Smart Materials and Structures*, 17 :045009, 2008.
- [9] [http ://www.iso.org](http://www.iso.org). ISO (International Standardization Organization).
- [10] I.F. Akyildiz, T. Melodia, and K.R. Chowdury. Wireless Multimedia Sensor Networks : A Survey. *IEEE Wireless Communications*, 14(6) :32–39, 2007.
- [11] F. Xia. QoS Challenges and Opportunities in Wireless Sensor/Actuator Networks. *Sensors Journal*, 8(2) :1099–1110, 2008.
- [12] D. Chen and P.K. Varshney. QoS Support in Wireless Sensor Networks : A Survey. In *International Conference on Wireless Networks*, pages 227–233, 2004.

-
- [13] T.B. Reddy, I. Karthigeyan, BS Manoj, and C. Murthy. Quality of Service Provisioning in Ad hoc Wireless Networks : A Survey of Issues and Solutions. *Ad Hoc Networks*, 4(1) :83–124, 2006.
 - [14] J. Lee and N. Jindal. Energy-Efficient Scheduling of Delay Constrained Traffic over Fading Channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(4) :1866–1875, 2009.
 - [15] C. Schurgers, O. Aberthorne, and M. Srivastava. Modulation Scaling for Energy Aware Communication Systems. In *Proceedings of the 2001 International Symposium on Low Power Electronics and Design*, pages 96–99, 2001.
 - [16] V. Raghunathan, C. Schurgers, S. Park, and M.B. Srivastava. Energy-Aware Wireless Microsensor Networks. *IEEE Signal Processing Magazine*, 19(2) :40–50, 2002.
 - [17] S. Park, A. Savvides, and M. Srivastava. Battery Capacity Measurement and Analysis using Lithium Coin Cell Battery. In *Proceedings of the 2001 International Symposium on Low Power Electronics and Design*, pages 382–387, 2001.
 - [18] M. Chen and G.A. Rincon-Mora. Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and IV Performance. *IEEE Transactions on Energy conversion*, 21(2) :504–511, 2006.
 - [19] L. Gao, S. Liu, and R.A. Dougal. Dynamic Lithium-Ion Battery Model for System Simulation. *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, 25(3) :495–505, 2002.
 - [20] L. Benini, G. Castelli, A. Macii, E. Macii, M. Poncino, and R. Scarsi. A Discrete-Time Battery Model for High-Level Power Estimation. In *Proceedings of the Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition*, pages 35–39, 2000.
 - [21] D.N. Rakhmatov and S.B.K. Vrudhula. An Analytical High-Level Battery Model for use in Energy Management of Portable Electronic Systems. In *Proceedings of the 2001 IEEE/ACM International Conference on Computer-aided Design*, pages 488–493, 2001.
 - [22] S. Castillo, N.K. Samala, K. Manwaring, B. Izadi, and D. Radhakrishnan. Experimental Analysis of Batteries under Continuous and Intermittent Operations. In *Proceedings of the International Conference on Embedded Systems and Applications*, pages 18–24, 2004.
 - [23] D.N. Rakhmatov and S.B.K. Vrudhula. An Analytical High-Level Battery Model for Use in Energy Management of Portable Electronics Systems. In *Proceedings of the 2001 IEEE international conference on Computer-aided design, ICCAD 01*, pages 488–493, 2001.
 - [24] H.A. Kiehne. *Battery Technology Handbook*. 2003.
 - [25] [http ://www.duracell.com/](http://www.duracell.com/). Duracell, Alkaline-manganese dioxide, Technical Bulletin.
 - [26] [http ://www.duracell.com/](http://www.duracell.com/). Duracell, Lithium-manganese dioxide, Technical Bulletin.
 - [27] D. Doerffel and S.A. Sharkh. A Critical Review of using the Peukert Equation for Determining the Remaining Capacity of Lead-Acid and Lithium-Ion Batteries. *Journal of Power Sources*, 155(2) :395–400, 2006.
 - [28] A. El-Hoiydi. Spatial TDMA and CSMA with Preamble Sampling for Low Power Ad hoc Wireless Sensor Networks. In *Proceedings of the 7th International Symposium on Computers and Communications, ISCC*, pages 685–692, 2002.

- [29] <http://www.duracell.com/oem/Pdf/new/MX1500.pdf>. Alkaline Battery datasheet, DURACELL Website.
- [30] R.X. Gu and M.I. Elmasry. Power Dissipation Analysis and Optimization of Deep Submicron CMOS Digital Circuits. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 31(5) :707–713, 1996.
- [31] A.P. Chandrakasan, S. Sheng, and R.W. Brodersen. Low-Power CMOS Digital Design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 27(4) :473–484, 1992.
- [32] <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/cc1110f32.html>. CC1110 datasheet, Texas Instruments Website.
- [33] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430c1101.pdf>. MSP430C1101 datasheet, Texas Instruments Website.
- [34] A.P. Chandrakasan and R.W. Brodersen. Minimizing Power Consumption in Digital CMOS Circuits. *Proceedings of the IEEE*, 83(4) :498–523, 1995.
- [35] Y. Yu and V.K. Prasanna. Energy-Balanced Task Allocation for Collaborative Processing in Wireless Sensor Networks. *Mobile Networks and Applications*, 10(1) :115–131, 2005.
- [36] B. Fields, S. Rubin, and R. Bodík. Focusing Processor Policies via Critical-Path Prediction. In *Proceedings of the 28th International Symposium on Computer Architecture, ISCA'01*, pages 74–85, 2001.
- [37] C.H. Hsu and U. Kremer. The Design, Implementation, and Evaluation of a Compiler Algorithm for CPU Energy Reduction. In *Proceedings of the Conference on Programming Language Design and Implementation, ACM SIGPLAN*, pages 38–48, 2003.
- [38] S. Manne, A. Klauser, and D. Grunwald. Pipeline Gating : Speculation Control for Energy Reduction. In *Proceedings of the 25th Annual International Symposium on Computer Architecture*, volume 26, pages 132–141, 1998.
- [39] R.I. Bahar and S. Manne. Power and Energy Reduction via Pipeline Balancing. In *Proceedings of the 28th Annual International Symposium on Computer Architecture*, pages 218–229, 2001.
- [40] Q. Wang, Y. Zhu, and L. Cheng. Reprogramming Wireless Sensor Networks : Challenges and Approaches. *IEEE Network*, 20(3) :48–55, 2006.
- [41] O. Landsiedel, K. Wehrle, and S. Gotz. Accurate Prediction of Power Consumption in Sensor Networks. In *Proceedings of the Second IEEE Workshop on Embedded Networked Sensors (EmNetS-II)*, 2005.
- [42] Cept/erc/rec 70-03 recommendation. Relating to the use of Short Range Devices (SRD) adopted by the Frequency Management, Regulatory Affairs and Spectrum Engineering Working Groups of the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), 2006.
- [43] A. Millot. *Etude d'un réseau de capteurs environnementaux en bande ISM*. PhD thesis, Université d'Orléans, France, 2010.
- [44] H.T. Friis. A Note on a Simple Transmission Formula. *Proceedings of the IRE*, 34(5) :254–256, 1946.
- [45] J.D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Second Edition, 2000.

- [46] J.G. Proakis. *Digital Communications*. Mc Graw Hills, USA, 2001.
- [47] S. Pasupathy. Minimum Shift Keying : A Spectrally Efficient Modulation. *IEEE Communications Magazine*, 17(4) :14–22, 1979.
- [48] A. Wang, S.H. Cho, C. Sodini, and A. Chandrakasan. Energy Efficient Modulation and MAC for Asymmetric RF Microsensor Systems. In *Proceedings of the 2001 International Symposium on Low Power Electronics and Design*, pages 106–111, 2001.
- [49] E. Shih, S.H. Cho, N. Ickes, R. Min, A. Sinha, A. Wang, and A. Chandrakasan. Physical Layer driven Protocol and Algorithm Design for Energy-Efficient Wireless Sensor Networks. In *Proceedings of the 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, pages 272–287, 2001.
- [50] C. Schurgers, O. Aberthorne, and M. Srivastava. Modulation Scaling for Energy Aware Communication Systems. In *Proceedings of the 2001 International Symposium on Low Power Electronics and Design*, pages 96–99, 2001.
- [51] R.E. Blahut. *Theory and practice of error control codes*. Addison-Wesley, 1983.
- [52] P. Sweeney. *Error control coding : from theory to practice*. John Wiley & Sons Inc, 2002.
- [53] D. Schmidt, M. Berning, and N. Wehn. Error Correction in Single-Hop Wireless Sensor Networks : A Case Study. In *Proceedings of the Conference on Design, Automation and Test*, pages 1296–1301, 2009.
- [54] Energy Efficiency based Packet Size Optimization in Wireless Sensor Networks,.
- [55] A. Viterbi. Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm. *IEEE Transactions on Information Theory*, 13(2) :260–269, 1967.
- [56] S.L. Howard, C. Schlegel, and K. Iniewski. Error Control Coding in Low-Power Wireless Sensor Networks : When is ECC Energy-Efficient? *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2006(2) :1–14, 2006.
- [57] A. Woo and D.E. Culler. A Transmission Control Scheme for Media Access in Sensor Networks. In *Proceedings of the 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, pages 221–235, 2001.
- [58] E. Shih, S.H. Cho, N. Ickes, R. Min, A. Sinha, A. Wang, and A. Chandrakasan. Physical Layer Driven Protocol and Algorithm Design for Energy-Efficient Wireless Sensor Networks. In *Proceedings of the 7th International Conference on Mobile Computing and Networking*, pages 272–287, 2001.
- [59] J. Haapola, Z. Shelby, C. Pomalaza-Raez, and P. Mahonen. Cross-Layer Energy Analysis of Multihop Wireless Sensor Networks. In *Proceedings of the Second European Workshop on Wireless Sensor Networks*, pages 33–44, 2005.
- [60] Q. Wang, M. Hempstead, and W. Yang. A Realistic Power Consumption Model for Wireless Sensor Network Devices. In *Proceedings of the Third Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks (SECON)*, pages 286–295, 2006.
- [61] A. Ghaddar, T. Razafindralambo, I. Simplot-Ryl, D. Simplot-Ryl, and S. Tawbi. Algorithmes pour l’Estimation des Données dans les Réseaux de Capteurs. In *Rencontres Francophones sur les Aspects Algorithmiques des Télécommunications, France, ALGO-TEL’09*, 2009.

- [62] B. Hamida, A. Ziviani, and D. De Amorim. Dissémination dans les Réseaux de Capteurs avec Puits Mobiles. In *9ème Rencontres Francophones sur les Aspects Algorithmiques des Télécommunications, France, ALGOTEL'07*, 2007.
- [63] T. Melodia, M. Vuran, and D. Pompili. The State of the Art in Cross-Layer Design for Wireless Sensor Networks. *Wireless Systems and Network Architectures in Next Generation Internet*, pages 78–92, 2006.
- [64] Y. Bai, S. Liu, M. Sha, Y. Lu, and C. Xu. An Energy Optimization Protocol Based on Cross-Layer for Wireless Sensor Networks. *Journal of Communications*, 3(6) :27–34, 2008.
- [65] Y. Zhang and L. Cheng. Cross-Layer Optimization for Sensor Networks. In *New York Metro Area Networking Workshop*, pages 247–252, 2003.
- [66] M.L. Sichitiu. Cross-Layer Scheduling for Power Efficiency in Wireless Sensor Networks. In *23rd Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies, INFOCOM*, volume 3, pages 1740–1750, 2005.
- [67] L. Van Hoesel, T. Nieberg, J. Wu, and P.J.M. Havinga. Prolonging the Lifetime of Wireless Sensor Networks by Cross-Layer Interaction. *IEEE Wireless Communications*, 11(6) :78–86, 2004.
- [68] J. Yuan, Z. Li, W. Yu, and B. Li. A Cross-Layer Optimization Framework for Multihop Multicast in Wireless Mesh Networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24(11) :2092–2103, 2006.
- [69] R. Madan, S. Cui, S. Lal, and A. Goldsmith. Cross-Layer Design for Lifetime Maximization in Interference-Limited Wireless Sensor Networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(11) :3142–3152, 2006.
- [70] S. Cui, R. Madan, A. Goldsmith, and S. Lall. Joint Routing, MAC, and Link Layer Optimization in Sensor Networks with Energy Constraints. In *IEEE International Conference on Communications, ICC*, volume 2, pages 725–729, 2005.
- [71] C. Guiffaut. *Contribution à la méthode FDTD pour l'étude d'antennes et de la diffraction d'objets enfouis*. PhD thesis, Université de Rennes 1, France, 2000.
- [72] K. Yee. Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's equations in Isotropic Media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14(3) :302–307, 1966.
- [73] A. Taflové and M.E. Brodwin. Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems using the Time-Dependent Maxwell's equations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 23(8) :623–630, 1975.
- [74] W.J.R. Hofer. The Transmission-Line Matrix Method—Theory and Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 33(10) :882–893, 1985.
- [75] P.B. Johns. A Symmetrical Condensed Node for the TLM Method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 35(4) :370–377, 1987.
- [76] P.P. Silvester and R.L. Ferrari. *Finite Elements for Electrical Engineers*. Cambridge Univ Press, 1996.
- [77] R.F. Harrington. *Field Computation by Moment Methods*. Wiley-IEEE Press, 1993.

- [78] C. Ryan Jr and L. Peters Jr. Evaluation of Edge-Diffracted Fields Including Equivalent Currents for the Caustic Regions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 17(3) :292–299, 1969.
- [79] A. Michaeli. Equivalent Edge Currents for Arbitrary Aspects of Observation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32(3) :252–258, 1984.
- [80] A. Michaeli. Elimination of Infinities in Equivalent Edge Currents, Part I : Fringe Current Components. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34(7) :912–918, 1986.
- [81] P.Y. Ufimtsev. Approximate Computation of the Diffraction of Plane Electromagnetic Waves at Certain Metal Bodies. *Soviet Physics - Technical Physics (USSR)*, 27(8) :1708–1718, 1957.
- [82] P. Ufimtsev. Elementary Edge Waves and the Physical Theory of Diffraction. *Electromagnetics*, 11(2) :125–160, 1991.
- [83] RS Longhurst. Geometrical and Physical Optics 2nd edition. *Geometrical and Physical Optics 2nd edition by RS Longhurst New York, NY : John Wiley and Sons INC, 1967*, 1, 1967.
- [84] R.G. Kouyoumjian and P.H. Pathak. A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface. *Proceedings of the IEEE*, 62(11) :1448–1461, 1974.
- [85] H. Ling, R.C. Chou, and S.W. Lee. Shooting and Bouncing Rays : Calculating the RCS of an Arbitrarily Shaped Cavity. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37(2) :194–205, 1989.
- [86] M.F. Iskander and Z. Yun. Propagation Prediction Models for Wireless Communication Systems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(3) :662–673, 2002.
- [87] MF Catedra, J. Perez, F. Saez de Adana, and O. Gutierrez. Efficient Ray-Tracing Techniques for Three-Dimensional Analyses of Propagation in Mobile Communications : Application to Picocell and Microcell Scenarios. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 40(2) :15–28, 1998.
- [88] L. Aveneau, Y. Poussel, R. Vauzelle, and M. Mériaux. Development and Evaluations of Physical and Computer Optimizations for the 3D UTD Model. In *AP2000 Millennium Conference on Antennas & Propagation (poster)*, 2000.
- [89] AJ Motley and JM Keenan. Radio Coverage in Buildings. *Bell System Technical Journal*, 8 :19–24, 1990.
- [90] A.G.M. Lima and L.F. Menezes. Motley-Keenan Model Adjusted to the Thickness of the Wall. In *IEEE MTT-S International Conference on Microwave and Optoelectronics*, pages 180–182, 2006.
- [91] E. Damosso. *Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems : COST action 231*. European Commission, 1999.
- [92] L.M. Correia. *Wireless Flexible Personalised Communications : COST 259, European Co-operation in Mobile Radio*. Wiley, 2001.

- [93] M. Lott and I. Forkel. A Multi-Wall-and-Floor Model for Indoor Radio Propagation. In *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, VTC*, volume 1, pages 464–468, 2001.
- [94] G Tesserault. *Modélisation multi-fréquences du canal de propagation*. PhD thesis, Université de Poitiers, France, 2008.
- [95] M. Paetzold. *Mobile Fading Channels*. Wiley, 2002.
- [96] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge Univ Press, 2005.
- [97] N.H. Shepherd. Radio Wave Loss Deviation and Shadow Loss at 900 MHz. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 26(4) :309–313, 1977.
- [98] S.J. Howard and K. Pahlavan. Fading Results from Narrowband Measurements of the Indoor Radio Channel. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 92–97, 1991.
- [99] P. Pagani. *Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande*. PhD thesis, Université de Rennes, France, 2005.
- [100] S. Collonge. *Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments*. PhD thesis, Université de Rennes, France, 2003.
- [101] L. Chaigneaud. *Effets du mobilier et des personnes sur la propagation radio indoor à 60 ghz*. PhD thesis, Université de Poitiers, France, 2003.
- [102] K. Sato and T. Manabe. Estimation of Propagation-Path Visibility for Indoor Wireless LAN Systems under Shadowing Condition by Human Bodies. In *48th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 98.*, volume 3, pages 2109–2113, 1998.
- [103] P. Hafezi, A. Nix, and MA Beach. An Experimental Investigation of the Impact of Human Shadowing on Temporal Variation of Broadband Indoor Radio Channel Characteristics and System Performance. In *52nd Vehicular Technology Conference, VTC*, volume 1, pages 37–42, 2000.
- [104] J. Abdelouahed and EH. Hassan. Human Body Shadowing at Millimetric Waves. In *International Journal of Computer Science and Network Security*, 2007.
- [105] S. Obayashi, J. Zander, et al. A Body-Shadowing Model for Indoor Radio Communication Environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 46(6) :920–927, 1998.
- [106] KI Ziri-Castro, NE Evans, and WG Scanlon. Propagation Modelling and Measurements in a Populated Indoor Environment at 5.2 GHz. In *Auswireless Conference*, 2006.
- [107] A. Kara and H.L. Bertoni. Effect of People Moving Near Short-Range Indoor Propagation Links at 2.45 GHz. *Journal of communication and networks*, 8(3) :286–289, 2006.
- [108] M. Varshney, Z. Ji, M. Takai, and R. Bagrodia. Modeling Environmental Mobility and its Effect on Network Protocol Stack. In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC*, volume 1, pages 587–592, 2006.
- [109] M.D. Vural, M. Yildiz, and A. Kara. Measurement of Local Enviromental Effects in UWB Channels. In *First European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, pages 1–4, 2006.

-
- [110] K.I. Ziri-Castro, W.G. Scanlon, and N.E. Evans. Measured Pedestrian Movement and Bodyworn Terminal Effects for the Indoor Channel at 5.2 GHz. *European transactions on telecommunications*, 14(6) :529–538, 2003.
 - [111] P. Combeau, L. Aveneau, R. Vauzelle, and C. Chatellier. Deterministic Propagation Model Influence on a Wireless Digital Transmission Simulation in Real Environment. In *IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Computing, IEEE PIMRC'04*, 2004.
 - [112] F. Escarieu. *Etude de la propagation dans les milieux indoor (intérieur des bâtiments) autour de 2 GHz*. PhD thesis, Université de Poitiers, France, 2002.
 - [113] F. Gaudaire. *Caractérisation de l'affaiblissement électromagnétique de composants du bâtiment) autour de 2 GHz*. PhD thesis, INPG, France, 1997.
 - [114] X. Li. *Un modèle hybride statistique/déterministe du canal LMS en environnements complexes*. PhD thesis, Université de Poitiers, France, 2010.
 - [115] Guilhem Coq. *Utilisation d'approches probabilistes basées sur les critères entropiques pour la recherche d'information sur supports multimédia*. PhD thesis, Université de Poitiers, 2008.
 - [116] C. Pereira, G. Coq, X. Li, Y. Pousset, C. Olivier, O. Alata, R. Vauzelle, and M. Arnaudon. Application of Information Criteria for the Selection of Statistical Fast Fading Model of the Radio Mobile Channel. *Int. Journal of Electronics and Communications*, (64) :521–530, 2010.
 - [117] R.A. Fisher. Theory of Statistical Estimation. In *Mathematical Proceedings of the Cambridge Philosophical Society*, volume 22, pages 700–725, 1925.
 - [118] J.L. Stanford. *Statistical Methods for Physical Science*, volume 28. Academic Press, 1994.
 - [119] J.D. Gaeddert. *Parametric Estimation of Stochastic Fading Channels and Their Role in Adaptive Radios*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2005.
 - [120] J. Sijbers, A.J. Den Dekker, P. Scheunders, and D. Van Dyck. Maximum-Likelihood Estimation of Rician Distribution Parameters. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 17(3) :357–361, 1998.
 - [121] L.P. Hansen. Large Sample Properties of Generalized Method of Moments Estimators. *Econometrica : Journal of the Econometric Society*, pages 1029–1054, 1982.
 - [122] E.L. Lehmann and J.P. Romano. *Testing Statistical Hypotheses*. Springer Verlag, 2005.
 - [123] N.D.C. Lewis. *Operational Risk with Excel and VBA : Applied Statistical Methods for Risk Management*. John Wiley and Sons Inc, 2004.
 - [124] S.M. Ross. *Introduction to Probability and Statistics for Engineers and Scientists*. Academic Press, 2004.
 - [125] [http ://rt2012.senova.fr/](http://rt2012.senova.fr/). Annexe de l'arrêté du 20 juillet 2011 portant approbation de la méthode de calcul Th-B-C-E prévue aux articles 4, 5 et 6 de l'arrêté du 26 octobre 2010 relatif aux caractéristiques thermiques et aux exigences de performance énergétique des bâtiments nouveaux et des parties nouvelles de bâtiments, Ministère de l'écologie, du développement durable, des transports et du logement.
 - [126] B. Razavi and R. Behzad. *RF Microelectronics*, volume 46. Prentice Hall PTR, 1998.

- [127] S. Mirabbasi and K. Martin. Classical and Modern Receiver Architectures. *IEEE Communications Magazine*, 38(11) :132–139, 2000.
- [128] M. Camus. *Architecture de réception RF très faible coût et très faible puissance. Application aux réseaux de capteurs et au standard Zigbee*. PhD thesis, Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2008.
- [129] J.F. Sevic. Statistical Characterization of RF Power Amplifier Efficiency for CDMA Wireless Communication Systems. In *Proceedings of the IEEE Wireless Communications Conference*, pages 110–113, 1997.
- [130] M. Rofougaran, A. Rofougaran, C. Olgaard, and AA Abidi. A 900 MHz CMOS RF Power Amplifier with Programmable Output. In *Symposium on VLSI Circuits*, pages 133–134, 1994.
- [131] S. Cui, A.J. Goldsmith, and A. Bahai. Modulation Optimization Under Energy Constraints. In *IEEE International Conference on Communications, ICC'03*, volume 4, pages 2805–2811, 2003.
- [132] M. Cartron and O. Sentieys. Optimisation Énergétique d'un système de Communication dédié à un Réseau de Capteurs. In *GRETSI, Groupe d'Etudes du Traitement du Signal et des Images*, 2005.
- [133] M Cartron. *Vers une plateforme efficace en énergie pour les réseaux de capteurs sans fil*. PhD thesis, Université de Rennes, France, 2006.
- [134] IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003). IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems- Local and metropolitan area networks- Specific requirements Part 15.4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs), 2006.
- [135] J. Ammer and J. Rabaey. Low Power Synchronization for Wireless Sensor Network Modems. In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2005.*, volume 2, pages 670–675, 2005.
- [136] S. Lin, J. Zhang, G. Zhou, L. Gu, J.A. Stankovic, and T. He. ATPC : Adaptive Transmission Power Control for Wireless Sensor Networks. In *Proceedings of the 4th International Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, pages 223–236, 2006.
- [137] A. Kamerman and L. Monteban. WaveLAN-II : a High-Performance Wireless LAN for the Unlicensed Band. *Bell Labs technical journal*, 2(3) :118–133, 1997.
- [138] M.I. Brownfield, K. Mehrjoo, A.S. Fayez, and N. Davis. Wireless Sensor Network Energy-Adaptive MAC Protocol. In *IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, volume 2, pages 778–782, 2006.
- [139] M. Ringwald and K. Romer. Bitmac : A Deterministic, Collision-Free, and Robust Mac Protocol for Sensor Networks. In *Proceedings of the Second European Workshop on Wireless Sensor Networks*, pages 57–69, 2005.
- [140] C.-E. Sinem and P Varaiya. Pedamacs : Power Efficient and Delay Aware Medium Access Protocol for Sensor Networks. In *IEEE Transactions on Mobile Computing*, pages 920–930, 2006.
- [141] K.S.J. Pister and L. Doherty. TSMP : Time Synchronized Mesh Protocol. In *Proceedings of the IASTED International Symposium*, volume 635, page 391.

-
- [142] K. Sohrabi, J. Gao, V. Ailawadhi, and GJ Pottie. Protocols for Self-Organization of a Wireless Sensor Network. *IEEE Personal Communications*, 7(5) :16–27, 2000.
 - [143] V. Rajendran, K. Obraczka, and J.J. Garcia-Luna-Aceves. Energy-Efficient, Collision-Free Medium Access Control for Wireless Sensor Networks. *Wireless Networks*, 12(1) :63–78, 2006.
 - [144] W. Ye, J. Heidemann, and D. Estrin. An Energy-Efficient MAC Protocol for Wireless Sensor Networks. In *Proceedings of the 21st Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies, IEEE INFOCOM*, volume 3, 2002.
 - [145] T. Van Dam and K. Langendoen. An Adaptive Energy-Efficient MAC Protocol for Wireless Sensor Networks. In *Proceedings of the 1st International Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, pages 171–180, 2003.
 - [146] A. Bachir, D. Barthel, M. Heusse, and A. Duda. Micro-Frame Preamble MAC for Multi-hop Wireless Sensor Networks. In *IEEE International Conference on Communications, ICC'06*, volume 7, pages 3365–3370, 2006.
 - [147] A. El-Hoiydi and J.D. Decotignie. WiseMAC : An Ultra Low Power MAC Protocol for the Downlink of Infrastructure Wireless Sensor Networks. In *Proceedings of the 9th International Symposium on Computers and Communications, ISCC 2004*, volume 1.
 - [148] K. Langendoen and G. Halkes. Energy-Efficient Medium Access Control. *Embedded Systems Handbook*, pages 256–287, 2005.
 - [149] I. Demirkol, C. Ersoy, and F. Alagoz. MAC Protocols for Wireless Sensor Networks : A Survey. *IEEE Communications Magazine*, 44(4) :115–121, 2006.
 - [150] C. Schurgers, V. Tsiatsis, S. Ganeriwal, and M. Srivastava. Optimizing Sensor Networks in the Energy-Latency-Density Design Space. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, pages 70–80, 2002.
 - [151] S. von der Mark and G. Boeck. Ultra Low Power Wakeup Detector for Sensor Networks, 2007.
 - [152] P. Le-Huy et al. Low-Power 2.4 GHz Wake-up Radio for Wireless Sensor Networks. In *IEEE International Conference on Wireless & Mobile Computing, Networking & Communication*, pages 13–18, 2008.
 - [153] N.M. Pletcher, S. Gambini, and J. Rabaey. A 52 μ W Wake-Up Receiver With -72 dBm Sensitivity Using an Uncertain-IF Architecture. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 44(1) :269–280, 2009.
 - [154] A.G. Ruzzelli, R. Jurdak, and G.M.P. O Hare. On the RFID Wake-up Impulse for Multi-hop Sensor Networks. In *Proceedings of 1st ACM Workshop on Convergence of RFID and Wireless Sensor Networks and their Applications (SenseID) at the Fifth ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, 2007.
 - [155] IEEE Std 802.11-2007 (Revision of IEEE Std 802.11-1999). 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, Dec. 2007.
 - [156] IEEE Std 802.15.3b-2005 (Revision of IEEE Std 802.15.3-2003). IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements Part 15.3 : Wireless

- Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 1 : MAC Sublayer, 2005.
- [157] V De Carvalho. *Sur l'intégration de mécanismes d'ordonnancement et de communication dans la sous-couche MAC de réseaux locaux temps réel*. PhD thesis, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 1996.
- [158] J.L. Hill and D.E. Culler. Mica : A Wireless Platform for Deeply Embedded Networks. *IEEE micro*, 22(6) :12–24, 2002.
- [159] D. Egan. The Emergence of ZigBee in Building Automation and Industrial Control. *Journal on Computing & Control Engineering*, 16(2) :14–19, 2005.
- [160] L. Kleinrock and F. Tobagi. Packet Switching in Radio Channels : Part I—Carrier Sense Multiple-Access Modes and their Throughput-Delay Characteristics. *IEEE Transactions on Communications*, 23(12) :1400–1416, 1975.
- [161] D.W. Paranchych and N.C. Beaulieu. Performance of a Digital Symbol Synchronizer in Cochannel Interference and Noise. *IEEE Transactions on Communications*, 48(11) :1945–1954, 2000.
- [162] H. Brugel and P.F. Driessen. Variable Bandwidth DPLL Bit Synchronizer with Rapid Acquisition Implemented as a Finite State Machine. *IEEE Transactions on Communications*, 42(9) :2751–2759, 1994.
- [163] P. Koopman and T. Chakravarty. Cyclic Redundancy Code (CRC) Polynomial Selection for Embedded Networks. In *International Conference on Dependable Systems and Networks*, pages 145–154, 2004.
- [164] G. Werner-Allen, P. Swieskowski, and M. Welsh. MoteLab : A Wireless Sensor Network Testbed. In *Proceedings of the 4th International Symposium on Information Processing in Sensor Networks*, Article 68, 2005.
- [165] P. Levis, S. Madden, J. Polastre, R. Szewczyk, K. Whitehouse, A. Woo, D. Gay, J. Hill, M. Welsh, E. Brewer, et al. TinyOS : An Operating System for Sensor Networks. *Ambient Intelligence*, 35, 2005.
- [166] R. Murty, G. Mainland, I. Rose, AR. Chowdhury, A. Gosain, J. Bers, and M. Welsh. CitySense : A Vision for an Urban-Scale Wireless Networking Testbed. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Technologies for Homeland Security*, 2008.
- [167] M. Ott, I. Seskar, R. Siracusa, and M Singh. ORBIT Testbed Software Architecture : Supporting Experiments as a Service.
- [168] C.B. des Roziers, G. Chelius, T. Ducrocq, E. Fleury, A. Fraboulet, A. Gallais, N. Mitton, T. Noël, and J. Vandaele. Using SensLAB as a First Class Scientific Tool for Large Scale Wireless Sensor Network Experiments. In *Proceedings of the 10th international IFIP TC 6 conference on Networking-Volume Part I*, pages 147–159, 2011.
- [169] O. Berder and O. Sentieys. PowWow : Power Optimized Hardware/Software Framework for Wireless Motes. In *Proceedings of the 23rd International Conference on Architecture of Computing Systems (ARCS)*, pages 1–5, 2010.
- [170] A. Dunkels, B. Grönvall, and T. Voigt. Contiki - a Lightweight and Flexible Operating System for Tiny Networked Sensors. In *Proceedings of the 29th Annual IEEE International Conference on Local Computer Networks*, pages 455–462, 2004.

- [171] S.S.R. Ahamed. The Role of Zigbee Technology in Future Data Communication System. *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, 5(2) :129–135, 2009.
- [172] C. Hofmann, C. Weigand, and J. Bernhard. Wireless Medical Sensor Network with ZigBee. In *Proceedings of the 5th International Conference on Electronics, Hardware, Wireless and Optical Communications (WSEAS)*, pages 1991–1994, 2006.
- [173] <http://www.gumstix.com/>. Gumstix Website.
- [174] M. Rudemo. Empirical Choice of Histograms and Kernel Density Estimators. *Scandinavian Journal of Statistics*, pages 65–78, 1982.
- [175] S. Kullback and R.A. Leibler. On Information and Sufficiency. *The Annals of Mathematical Statistics*, 22(1) :79–86, 1951.
- [176] S. Kullback. *Information Theory and Statistics*. Dover Pubns, 1997.
- [177] H. Lebesgue. Intégrale, longueur, aire. *Annali di Matematica Pura ed Applicata*, 7(1) :231–359, 1902.
- [178] C. Oestges and B. Clerckx. *MIMO Wireless Communications*. Academic Press, 2007.
- [179] S.M. Alamouti. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8) :1451–1458, 1998.
- [180] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank. Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5) :1456–1467, 1999.
- [181] S. Cui, A.J. Goldsmith, and A. Bahai. Energy-Efficiency of MIMO and Cooperative MIMO Techniques in Sensor Networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 22(6) :1089–1098, 2004.
- [182] S.K. Jayaweera. Virtual MIMO-based Cooperative Communication for Energy-Constrained Wireless Sensor Networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(5) :984–989, 2006.
- [183] LXH Dai and Q. Zhou. Energy Efficiency of MIMO Transmission Strategies in Wireless Sensor Networks. In *International Conference on Computing, Communications and Control Technologies (CCCT), USA*, 2004.
- [184] T.D. Nguyen, O. Berder, and O. Sentieys. Cooperative MIMO Schemes Optimal Selection for Wireless Sensor Networks. In *IEEE 65th Vehicular Technology Conference, 2007.*, pages 85–89, 2007.

Publications personnelles

Revue internationale en soumission :

- [1] D. Dessales, N. Richard, R. Vauzelle, A-M. Poussard, F. Gaudaire, C. Martinsons, "Cross-layer energy analysis and proposal of a MAC protocol for wireless sensor networks dedicated to building monitoring systems", in *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, special issue on Green Radio.

Conférences internationales :

- [2] D. Dessales, A-M. Poussard, R. Vauzelle, N. Richard, F. Gaudaire, C. Martinsons, "Transmission Power Adaptation According to the Message Length for Wireless Sensor Networks", in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Canada, 2011.
- [3] D. Dessales, A-M. Poussard, R. Vauzelle, N. Richard, F. Gaudaire, C. Martinsons, "Physical Layer Specification for Wireless Sensor Networks dedicated to Evaluation of Buildings Energetic Performances", in *Proceedings of the IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS)*, USA, 2010.
- [4] D. Dessales, A-M. Poussard, R. Vauzelle, N. Richard, F. Gaudaire, C. Martinsons, "Physical Layer Study in a Goal of Robustness and Energy Efficiency for Wireless Sensor Networks", in *Proceedings of the International Conference on Design and Architectures for Signal and Image Processing (DASIP)*, UK, 2010.

Table des figures

1	Diagnostic des performances des bâtiments.	2
2	Les différentes étapes de l'application visée.	2
3	Exemples d'indicateurs pouvant caractériser des performances d'un bâtiment. .	3
1.1	Réseau de capteurs sans fil.	8
1.2	Modèle OSI et modèle réduit à 4 couches.	11
1.3	Architecture matérielle typique d'un capteur sans fil.	12
1.4	Durée de vie en fonction du courant moyen consommé.	14
1.5	Synoptique simplifié d'une chaîne de transmission numérique.	18
1.6	Canal de propagation et canal de transmission.	18
1.7	Atténuation en espace libre en fonction de la distance et de la fréquence. . . .	20
1.8	Les interactions possibles d'une onde radio dans un environnement indoor. . . .	20
1.9	Illustration des variations de la puissance reçue en fonction de la distance. . . .	21
1.11	Asservissement de fréquence par une PLL.	28
1.12	Boucle de Costas.	29
1.13	Synoptique du principe de fonctionnement d'un code convolutif.	30
1.15	Impact d'une mise en veille sur la consommation d'un capteur sans fil [58]. . . .	34
1.16	Interdépendance des couches basses affectant la consommation d'énergie.	37
1.17	Interdépendance entre la couche physique et la couche MAC.	39
1.18	Topologie et architecture retenue.	40
2.1	Réponse temporelle d'un canal de propagation.	53
2.2	Association de deux modèles de propagation pour tenir compte des variations temporelles causées par le déplacement d'être humains.	53
2.3	Environnement étudié.	54
2.7	Environnement schématisé.	58
2.8	1 personne coupe le trajet direct à 10 secondes à 433 MHz.	59
2.9	1 personne coupe le trajet direct à 10 secondes à 868 MHz.	60
2.10	Déplacement aléatoire d'une personne à 433 MHz.	61
2.11	Atténuation moyenne en fonction du nombre de personnes à 433 et 868 MHz. .	62

2.12	Synoptique de la procédure de modélisation.	63
2.14	Fonctions de répartition du signal et des lois statistiques candidates.	67
2.15	Evolution du paramètre k en fonction du nombre de personnes, à 433 et 868 MHz, avec une estimation statistique réalisée sur le signal mesuré complet. . . .	68
2.17	Evolution du paramètre k en fonction du nombre de personnes, à 433 et 868 MHz, avec une estimation statistique réalisée sur l'évanouissement uniquement. . .	70
2.19	Evolution du paramètre k en fonction du nombre de personnes, pour les bandes 433 et 868 MHz, estimation sur les signaux issus du scénario n°2 "Mouvements aléatoires".	71
2.21	Taux d'occupation dans un environnement de type bureau.	73
2.22	Modélisation du canal sur 24 h pour le scénario A.	74
2.23	Grossissement de la figure 2.22.	75
2.24	Modélisation du canal sur 24 h pour le scénario B.	75
2.25	Grossissement de la figure 2.24.	76
2.26	TEB moyen obtenus dans le cas du scénario A.	78
2.27	TEB moyen obtenus dans le cas du scénario B.	78
2.28	TEB moyen obtenus pour une transmission sur 24 h avec le scénario B.	79
2.29	TEB moyen pour une transmission entre 9 h et 19 h avec le scénario B.	79
3.1	Architecture radio low-IF.	85
3.2	Consommation de la puce radio CC1110 de Texas Instruments en fonction de la puissance d'émission pour les bandes de fréquence 433 et 868 MHz.	86
3.3	Energie par bit transmis avec succès en fonction de la puissance d'émission. . .	90
3.4	Energie par bit transmis avec succès en fonction de la puissance d'émission et de la longueur de la trame.	91
3.5	Energie par bit et puissance de transmission minimum en fonction de la longueur de trame.	92
3.6	Energie par bit en fonction du débit et de la puissance de transmission.	93
3.8	Méthodes de réduction de la consommation globale.	94
3.9	Méthode d'analyse et d'optimisation de la couche physique.	95
3.10	Chaîne de transmission modélisée.	96
3.11	Environnement étudié.	97
3.13	Fonctions de répartition des puissances d'émissions obtenues sans codage canal. .	99
3.15	Fonctions de répartition des puissances d'émissions obtenues avec l'utilisation d'un codage canal.	101
3.17	Fonctions de répartition des puissances d'émissions obtenues.	104
3.18	Evolution de la puissance de transmission en fonction de la distance de transmission et pour différentes longueurs de trames (90 à 1000 bits comme sur la figure 3.4.a), à 433 MHz avec une modulation MSK.	107
3.19	Fonctions de répartition des écarts de puissance obtenus entre un accusé de réception (ACK) de 90 bits et les autres longueurs de trames testées (100 et 1000 bits), à 433 MHz avec une modulation MSK.	108
3.20	Principe de fonctionnement d'un capteur dans un réseau centralisé.	109
3.21	Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission T , pour différentes longueurs de trames (100 à 1000 bits).	110

3.22	Gain en durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission T lorsque la stratégie d'adaptation de la puissance d'émission est effectuée à la fois sur la trame de données et la trame ACK.	110
3.23	Mise en oeuvre pratique.	111
4.1	Techniques d'accès par répartition en temps, en fréquence et en code.	115
4.2	Classification des protocoles MAC issus de la communauté sans fil.	116
4.3	Structure d'une supertrame dans le standard IEEE 802.15.4.	120
4.4	Classification standard.	122
4.5	Classification des mécanismes d'ordonnancement selon Vasques.	123
4.6	Réécriture de la classification proposée par Vasques.	123
4.7	Classification proposée.	125
4.8	Niveaux d'interactions et optimisation conjointe.	128
4.9	Principe de fonctionnement du protocole <i>idéal</i>	131
4.10	Trame de données utilisée pour le protocole <i>idéal</i>	131
4.11	Principe de fonctionnement du protocole IEEE 802.15.4.	132
4.12	Principe de fonctionnement du protocole WorldFIP.	133
4.13	Durées de vie des trois protocoles en fonction de l'intervalle de transmission L avec $T_I = T_B = L$	134
4.14	Durées de vie en fonction de l'intervalle de transmission des balises pour $L = 600$ s.	135
4.15	$L = 10$ s	136
4.16	$L = 1$ s	136
4.17	Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission ou de tentatives de transmission.	139
4.18	Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L	141
4.19	Pertes de synchronisation.	142
4.20	Fonctionnement du protocole 802.15.4 avec prise en compte des pertes de synchronisation.	143
4.22	Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L	145
4.23	Partage temporel de la bande passante.	146
4.24	Schéma d'échange de la solution retenue.	147
4.25	Structure de la trame d'interrogation émise par le gateway.	148
4.26	Compensation des dérives d'horloge via le préambule CDH.	149
4.27	Structure d'une trame de données.	150
4.28	Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L	150
4.29	Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L avec un $TEB = 10^{-3}$	151
4.30	Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L avec un $TEB = 10^{-3}$ en modifiant l'intervalle de resynchronisation.	152
5.1	Schéma bloc simplifié du CC1110.	159
5.4	Environnement des mesures en situation.	163
5.5	Phase d'initialisation.	164
5.6	Format des trames utilisées.	165
5.8	Chronogrammes des consommations dynamiques et illustration des phases d'initialisation et de scrutation périodique.	168

5.9	Grossissement de la figure 5.8 : consommation lors d'une communication entre le gateway et un capteur.	169
5.10	Différences de consommation suivant le débit et lors de l'utilisation du codage canal.	170
5.11	Illustration des consommations du détecteur de présence pendant la phase de fonctionnement et évolution du signal de détection.	171
5.13	Durée de vie en fonction de l'intervalle de transmission L obtenue par extrapolation des mesures et comparaison avec le protocole MAC proposé dans le chapitre 4.	173
5.14	Durée de vie d'un détecteur de présence en fonction de l'intervalle de transmission et du débit.	174
5.16	RSSI relevés par le système dans le bureau n°1.	178
5.17	RSSI relevés par le système dans le bureau n°2.	178
5.18	Histogrammes empiriques et densités de probabilité des lois candidates pour les RSSI du détecteur P2.	179
5.19	Fonctions de répartition empiriques et fonctions de répartition de probabilité théoriques des lois candidates pour les RSSI du détecteur P2.	179
5.20	Mesures relevées par le système dans le bureau n°1.	180
5.21	Mesures relevées par le système dans le bureau n°2.	181
B.2	Calcul de la divergence D_{KL} entre un histogramme empirique et une densité de probabilité continue.	211
C.1	TEB des STBC avec une modulation binaire MSK, sur un canal de Rayleigh, et un nombre d'antennes N_t à l'émission et N_r à la réception.	214
C.2	Schéma de transmission MIMO coopératif.	215
C.4	Energie totale consommée en fonction de la distance de transmission pour les schémas SISO et STBC et une longueur de trame de 1000 bits.	217
C.6	Energie totale consommée en fonction de la distance de transmission pour les schémas SISO et STBC et une longueur de trame de 1000 bits.	218

Liste des tableaux

2.1	Pertes en dB pour le modèle Multi-Wall et Multi-fréquences	49
2.2	Paramètres essentiels de mesures.	57
2.3	Résultats des tests d'adéquation D_{KS} et "valeur p".	67
3.1	Paramètres de simulation.	97
3.2	Pourcentages de positions garantissant un $TEB < 10^{-3}$	99
3.3	Pourcentages de positions garantissant un $TEB < 10^{-3}$ avec l'utilisation d'un codage canal.	101
3.4	Pourcentages de positions garantissant un $TEB < 10^{-3}$ en fonction du nombre de personnes en mouvement.	103
4.1	Tableau comparatif de différents protocoles MAC.	126
5.1	Consommations statiques relevées sur un module CC1110 en fonction du para- métrage de la couche physique.	167
5.2	Encombrement spectral à -20 dB pour une fréquence de 433 MHz.	175
5.3	Paramètre k estimé.	180
B.1	Résultats du test d'adéquation KL	212

Réglementation sur l'utilisation des bandes de fréquences ISM

Tableau réglementant l'utilisation des bandes de fréquence ISM pour les appareils radio de faible portée

Bande(MHz)	Puissance	Rapport cyclique
433,05-434,79	10 mW PAR	< 10%
868-868,6	≤ 25 mW PAR	$\leq 1\%$ ou LBT ¹
868,7-869,2	≤ 25 mW PAR	$\leq 0,1\%$ ou LBT
869,3-869,4	10 mW PAR	
869,4-869,65	≤ 500 mW PAR	$\leq 10\%$ ou LBT
869,7-870	≤ 5 mW PAR	Jusqu'à 100%
2400-2483,5	10 mW PIRE ²	Pas de restriction

1. Listen Before Talk

2. Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente

Calcul de la divergence de Kullback-Leibler

B.1 Introduction

Avant d'appliquer la méthode d'identification statistique décrite dans la section 2.5 du chapitre 2, il est nécessaire de mettre en forme les données expérimentales sous la forme d'un histogramme pour que la qualité de l'estimation soit mesurée avec le calcul de la divergence de Kullback-Leibler (KL). Après cette mise en forme, les paramètres des lois candidates peuvent être estimés suivant la méthode du maximum de vraisemblance comme détaillé dans le chapitre 2. Ensuite, le test KL peut être appliqué entre les histogrammes empiriques et les densités de probabilité théoriques des lois candidates retenues.

B.2 Histogramme

En statistique, un histogramme peut être considéré comme une représentation discrète permettant d'approcher la densité de probabilité continue. La construction d'un histogramme à partir d'une donnée X consiste à découper l'intervalle $[\min(X), \max(X)]$ en k_{cl} intervalles disjoints appelés classes. La hauteur de classe correspond au nombre d'occurrences des échantillons ayant une valeur comprise dans l'intervalle défini par cette classe. Le nombre de classes k_{cl} est un paramètre important pour la construction de l'histogramme. Dans cette thèse, nous nous sommes limité à l'étude des histogrammes à taille de classe fixe. De cette manière, plus ce paramètre est grand, et plus l'allure de l'histogramme tend vers la densité de probabilité continue. En contrepartie, le temps de calcul augmente. L'approche retenue pour la détermination du nombre de classes k_{cl} est décrite dans [174]. Elle permet de définir le nombre de classes par :

$$k_{cl} = 2\sqrt{n} - 1 \quad (\text{B.1})$$

où n représente le nombre d'échantillons.

La figure B.1(b) permet d'illustrer la construction de l'histogramme correspondant au signal mesuré lors du passage d'une personne coupant le trajet direct de la transmission à

433 MHz. Cette représentation permet notamment d'illustrer que les valeurs du signal mesuré sont essentiellement concentrées autour de -46 dB.

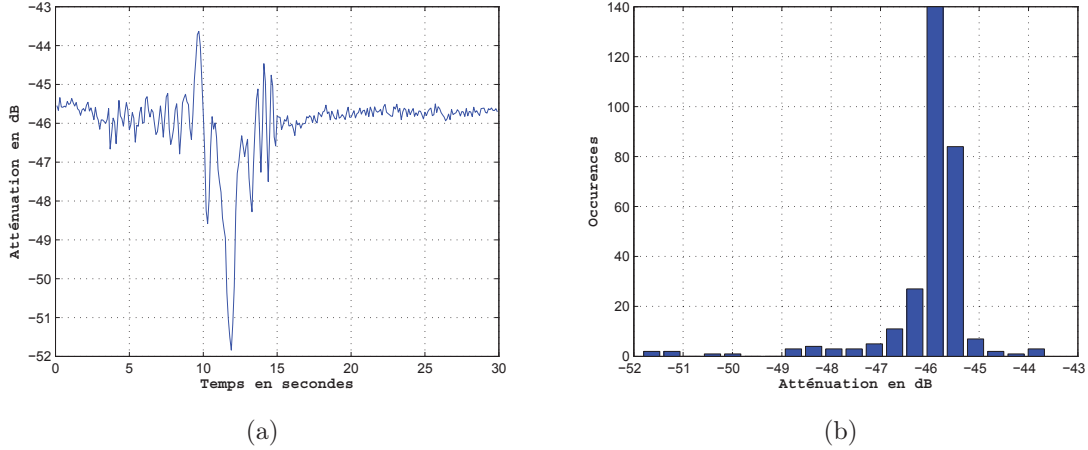


Figure B.1 : Signal mesuré à 433 MHz lorsqu'une personne coupe le trajet direct (a) ; Histogramme empirique associé (b).

B.3 Calcul de la divergence de Kullback-Leibler (D_{KL})

Cette méthode est issue des principes de la théorie de l'information. Elle permet de mesurer la similarité entre deux densités de probabilité continues f_x et f_y en calculant la divergence de Kullback-Leibler D_{KL} [175, 176] :

$$D_{KL}(x,y) = \frac{1}{2} \int (f_x - f_y) \log \left(\frac{f_x}{f_y} \right) dv \quad (\text{B.2})$$

avec v la mesure de Lebesgue [177].

En pratique, dans le cadre de notre procédure d'estimation statistique, les données mesurées sont représentées de façon discrète par l'intermédiaire d'un histogramme. Le calcul de D_{KL} doit alors se faire entre l'histogramme construit H et la densité de probabilité théorique f_y déterminée par les paramètres estimés avec la méthode du maximum de vraisemblance (figure B.2).

En notant $H(x)$ la hauteur de la classe H en un point x , la divergence D_{KL} sur cette classe se calcule via l'intégrale de $(H(x) - f_y(x)) \log \left(\frac{H(x)}{f_y(x)} \right)$ sur l'intervalle $[b_i, b_s]$, avec b_i et b_s les bornes inférieures et supérieures de cette classe. Pour un histogramme à k_{cl} classes, l'équation B.2 devient alors :

$$D_{KL}(H,y) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{k_{cl}} \int (H(x) - f_y(x)) \log \left(\frac{H(x)}{f_y(x)} \right) \quad (\text{B.3})$$

Remarque : Contrairement à la méthode de Kolmogorov-Smirnov, la méthode de Kullback-Keibler ne permet pas d'estimer si l'estimation du paramétrage de la loi candidate

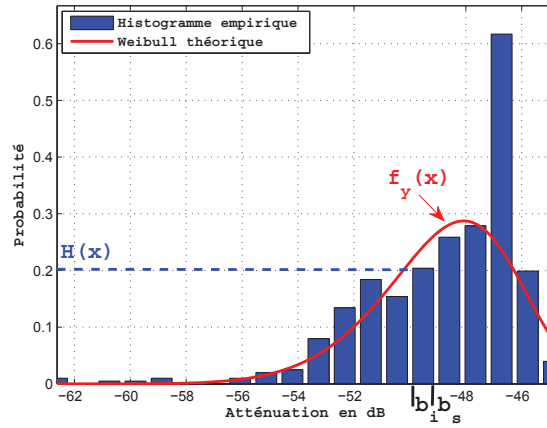


Figure B.2 : Calcul de la divergence D_{KL} entre un histogramme empirique et une densité de probabilité continue.

est satisfaisante. De plus, la performance de cette méthode est directement liée à la méthode de construction de l'histogramme, c'est à dire avec un nombre de classe fixe ou variable.

B.4 Exemple d'application du test de Kullback-Leibler

Afin d'illustrer le principe de calcul de la divergence de Kullback-Leibler, nous proposons ici d'appliquer la méthode d'identification statistique sur le signal mesuré à 433 MHz lors du déplacement aléatoire d'une personne. La mise en forme des données ainsi que les densités de probabilité théoriques des lois candidates (obtenues après estimation des paramètres) sont représentées sur la figure B.3.

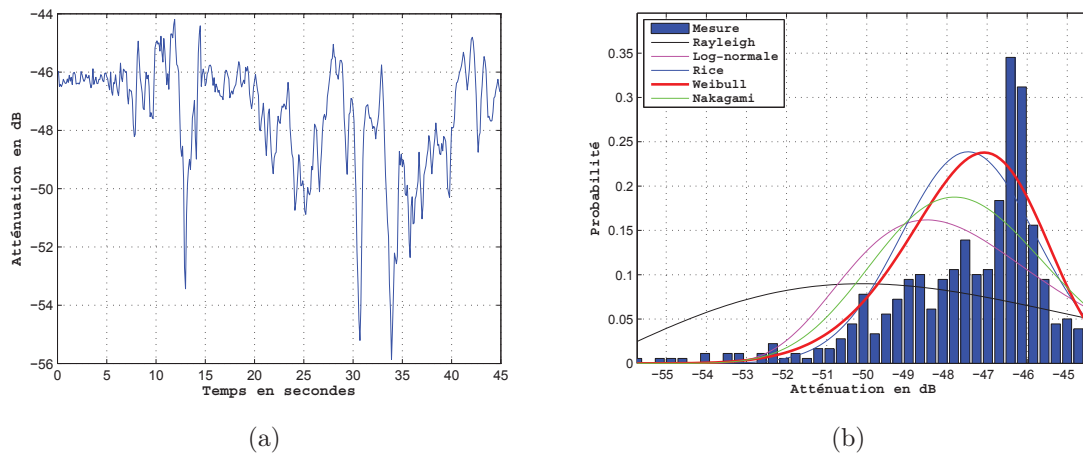


Figure B.3 : Signal mesuré lors du déplacement aléatoire d'une personne à 433 MHz (a) ; Histogramme empirique et densités de probabilités des lois candidates (b).

Visuellement, nous pouvons observer comme avec une représentation sous forme de fonction de répartition (section 2.5.5), que pour ce signal ce sont les lois de Rice et de Weibull qui modélisent le mieux son comportement statistique.

Les valeurs du test d'adéquation donnés dans le tableau B.1 permettent de confirmer que la loi de Weibull minimise la divergence D_{KL} .

Test	Rayleigh	Log-Normale	Rice	Weibull	Nakagami
D_{KL}	1257	1172	1125	1111	1141

Tableau B.1 : Résultats du test d'adéquation KL .

Evaluation de l'intérêt d'un système de transmission MIMO coopératif

C.1 Introduction

De nos jours, l'intérêt porté sur les systèmes de transmission multi-antennes souligne la demande toujours croissante d'augmenter la qualité de service (diminution du TEB) dans les réseaux sans fil. L'idée retenue repose principalement sur l'exploitation de la diversité spatiale des transmissions en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception (MIMO). Dans un environnement riche en multi-trajets, il a été montré qu'un système MIMO permet d'améliorer significativement la robustesse des transmissions [178]. Cependant, dans un contexte de réseau de capteurs, les techniques MIMO ne sont pas directement transposables. En effet, en raison de la faible dimension des noeuds, l'utilisation de plusieurs antennes n'est pas envisageable. En revanche, en considérant une coopération entre plusieurs capteurs, un système MIMO "coopératif" est possible.

C.2 Les techniques MIMO coopératives

Dans notre contexte applicatif, un système de transmission coopératif est une solution envisageable pour allonger la portée de transmission des capteurs vers le noeud collecteur tout en préservant une bonne efficacité énergétique. Le principe d'un tel système repose sur la coopération entre les capteurs afin d'exploiter la diversité spatiale de l'environnement de transmission pour finalement réduire le TEB. Plus précisément, le noeud S , qui désire transmettre ses données au noeud collecteur D , échange tout d'abord localement ses données avec ses capteurs voisins. Ensuite, des techniques MIMO exploitant la diversité spatiale, comme les codes spatio-temporels en blocs (STBC), peuvent être utilisées pour envoyer simultanément les données au noeud destinataire. Dans cette configuration, chaque capteur coopérant joue alors le rôle d'une antenne. En réception, le signal MIMO est démodulé et les différents signaux recombinaés pour récupérer les informations.

C.2.1 Performances des STBC

Les codes spatio-temporels orthogonaux, initiés par Alamouti [179] pour deux antennes à l'émission et à la réception puis généralisés par Tarokh [180] pour plusieurs antennes à l'émission et à la réception, semblent être les systèmes les plus adoptés pour les transmissions dans un réseau de capteurs [181, 182, 183]. Les opérations de codage et de recombinaison des signaux associées à ces techniques sont basées sur des traitements linéaires et sont donc facilement réalisables par un capteur sans fil. Les performances de ces techniques vis-à-vis d'un canal à évanouissement de Rayleigh sont illustrées sur la figure C.1 pour une modulation binaire de type MSK et un nombre différent d'antennes à l'émission et à la réception.

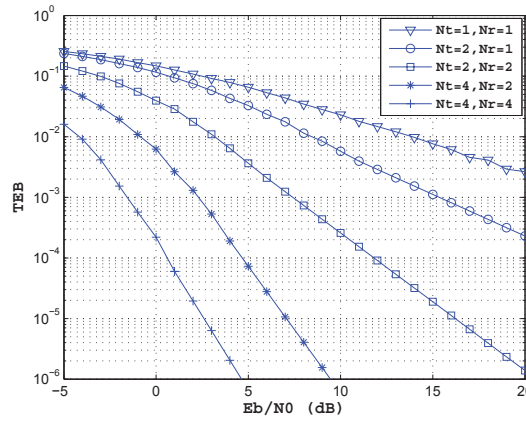


Figure C.1 : TEB des STBC avec une modulation binaire MSK, sur un canal de Rayleigh, et un nombre d'antennes N_t à l'émission et N_r à la réception.

Le gain de diversité apporté par ces techniques montre alors une performance accrue de ces techniques comparée à un système de transmission SISO classique. On note en effet que le rapport signal sur bruit E_b/N_0 requis pour garantir un $TEB = 10^{-3}$ est égal à environ -2 dB pour un système comprenant 4 antennes à l'émission et la réception, contre un rapport E_b/N_0 de 15 dB pour un système comprenant deux antennes à l'émission et une en réception.

Toutefois, les gains apportés par l'utilisation des STBC doivent tenir compte de l'énergie nécessaire pour l'échange local entre les capteurs, du retard induit par cet échange local et finalement des besoins énergétiques pour la connaissance du canal à la réception afin de démoduler correctement les symboles STBC.

Les différentes études menées sur l'évaluation des performances énergétiques des systèmes de transmission coopératifs dans les réseaux de capteurs [181, 184] montrent que leur utilisation est surtout bénéfique pour des distances de transmission supérieures à 40 mètres. Néanmoins, la plupart du temps la démarche retenue consiste à fixer le TEB ciblé, puis ensuite à calculer le rapport signal sur bruit requis pour ce TEB afin d'en déduire la consommation liée à l'amplificateur de puissance.

Comme nous l'avons expliqué tout au long du manuscrit, cette méthode n'est pas la plus efficace d'un point de vue énergétique. En réalité, le critère de TEB seul n'est pas suffisant. Il est préférable au contraire de trouver le meilleur compromis entre le TEB, la longueur des trames et la probabilité de retransmission. Dans cette optique, nous proposons dans cette

annexe d'évaluer l'efficacité énergétique d'un schéma de transmission coopératif en utilisant la démarche adoptée tout au long du manuscrit. Notre analyse repose donc sur la détermination du compromis entre les trois critères cités précédemment via le modèle d'énergie retenu.

C.2.2 Principe de transmission retenu

De façon à s'affranchir de l'énergie supplémentaire nécessaire en réception pour l'estimation du canal, ainsi que pour s'affranchir de celle consommée pour la recombinaison des signaux, nous considérerons dans cette étude que le noeud collecteur en réception (G_w) est alimenté sur le secteur et n'est donc pas contraint énergétiquement. Le principe de transmission retenu est illustré sur la figure C.2.

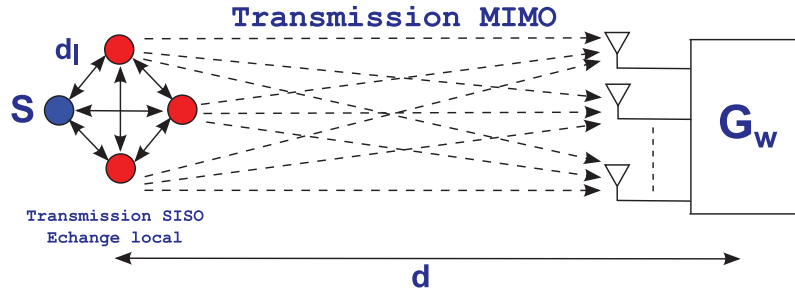


Figure C.2 : Schéma de transmission MIMO coopératif.

Sur ce schéma, chaque noeud pouvant coopérer se situe à une distance d_l de ses voisins. La distance de transmission vers le noeud collecteur G_w est quant à elle notée d . Enfin, le nombre de noeuds coopérants émetteurs est égal à N_t .

1. Dans un premier temps, le noeud S , qui désire communiquer avec le noeud G_w , doit échanger localement ses N_b bits de données aux $N_t - 1$ autres noeuds coopérants. Pour cet échange local, le schéma de transmission retenu est de type SISO avec l'utilisation d'une modulation de type MSK sans codage canal. Ce choix résulte des conclusions des études précédentes sur l'efficacité énergétique de la couche physique. De plus, nous considérons que les variations du canal de propagation pour ce type de transmission suivent une loi de Rayleigh. Toutefois, avant de transmettre ses données aux autres noeuds coopérants, le capteur S doit en premier lieu déterminer la puissance de transmission optimale en fonction de la longueur de la trame à transmettre, du débit binaire deb et enfin des conditions de transmission (TEB). Pour cela, le modèle d'énergie est utilisé et on cherche à minimiser l'énergie par bit transmis avec succès :

$$E_{bSISO} = \min \left(\frac{P}{deb(1 - TEB_{SISO})^{l_T}} \right) \quad (C.1)$$

avec $P = P_C + P_{amp}$ la puissance totale consommée.

L'énergie requise par les $N_t - 1$ récepteurs pour cet échange local est en revanche égale à :

$$E_{bRx} = \frac{P_{Rx}}{deb(1 - TEB)^{l_T}} \quad (C.2)$$

avec P_{Rx} la puissance consommée en réception et qui est constante [32].

Finalement, l'énergie totale consommée pour cet échange local s'exprime par :

$$E_{loc} = N_b \cdot E_{b_{SISO}} + (N_t - 1) \cdot N_b \cdot E_{b_{Rx}} \quad (C.3)$$

2. Ensuite, après avoir reçus les N_b bits de données du noeud S , les N_t émetteurs, qui coopèrent, codent et modulent leurs bits en symboles STBC MSK puis transmettent simultanément les données sur un canal de Rayleigh vers le noeud G_w . De la même façon que précédemment, chaque capteur cherche à minimiser sa puissance de transmission par rapport à la longueur du message à transmettre et des conditions de transmission :

$$E_{b_{STBC}} = \min \left(\frac{P}{deb(1 - TEB_{STBC})^{l_T}} \right) \quad (C.4)$$

L'énergie totale consommée pour cette transmission coopérative s'exprime alors par :

$$E_{STBC} = N_t \cdot N_b \cdot E_{b_{STBC}} \quad (C.5)$$

3. Finalement, l'énergie totale consommée pour une transmission du noeud S vers le noeud G_w résulte de l'énergie dépensée pour la transmission SISO locale plus celle pour la transmission MIMO coopérative :

$$E_{tot} = E_{loc} + E_{STBC} \quad (C.6)$$

C.3 Résultats de simulation

Tout d'abord, nous considérons dans cette étude que la synchronisation des noeuds coopérants ainsi que l'estimation du canal, sont parfaites. Pour analyser l'impact d'un système de transmission MIMO coopératif tel que nous l'avons décrit précédemment, nous supposons que l'atténuation du canal de propagation suit une loi dont l'affaiblissement du milieu $K = 3,5$. A partir de là, nous faisons varier la distance de transmission entre le noeud S et le récepteur G_w et observons l'efficacité énergétique des différents schémas de transmission. De plus, la distance locale entre le noeud S et les autres noeuds coopérants est fixée à $d_l = 5$ m. Enfin, trois longueurs de trames (100, 500 et 1000 bits) sont utilisées et le nombre total de bits à transmettre $N_b = 10\,000$.

C.3.1 433 MHz

Les résultats de simulation obtenus à 433 MHz sont illustrés sur les figures C.3 et C.4 en fonction de la longueur de la trame, de la distance de transmission et enfin du nombre d'antennes en émission et en réception.

On observe alors que, pour une longueur de trame de 100 bits (figure C.3(a)), l'efficacité énergétique d'une transmission classique SISO est la plus performante jusqu'à une distance de transmission $d = 130$ m. Après cette distance, c'est le schéma de transmission avec 2 antennes à l'émission et 2 à la réception qui devient le plus efficace. En fait, avant 140 mètres, le surcoût énergétique engendré par la consommation supplémentaire des noeuds coopérants impliquent qu'une transmission SISO est plus efficace. Par contre, pour des distances de transmissions supérieures, la dégradation du TEB est trop importante dans un schéma de transmission SISO

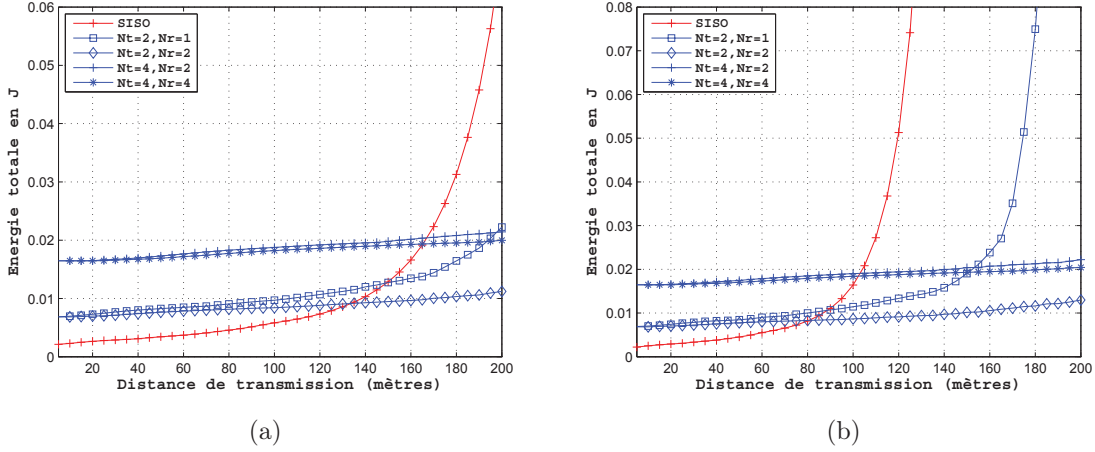


Figure C.3 : Energie totale consommée en fonction de la distance de transmission, pour les schémas SISO et STBC et : une longueur de trame de 100 bits (a) ; une longueur de trame de 500 bits (b).

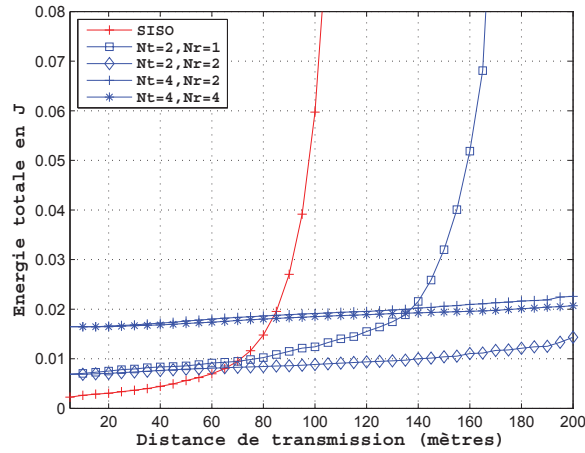


Figure C.4 : Energie totale consommée en fonction de la distance de transmission pour les schémas SISO et STBC et une longueur de trame de 1000 bits.

et la diminution du TEB engendrée par les techniques STBC permet des gains énergétiques significatifs.

En s'intéressant maintenant à l'impact de la longueur de trame, on s'aperçoit que l'efficacité énergétique des transmissions SISO chute avec l'augmentation des longueurs de trame. En effet, pour une longueur de trame de 500 bits (figure C.3(b)), la distance de transmission maximum pour laquelle une transmission SISO est la plus efficace est égale à $d = 80$ m, soit une perte d'environ 50 mètres comparée à une longueur de trame de 100 bits. Enfin, pour une longueur de trame de 1 000 bits (figure C.4), la distance maximum où la transmission SISO est la plus

efficace chute à $d = 70$ m. En d'autres termes, plus la longueur de trame augmente, et plus les transmissions MIMO coopératives deviennent intéressantes.

Enfin, on remarque également que, comme le noeud collecteur G_w n'est pas contraint énergétiquement et donc que les consommations engendrées par l'utilisation d'un récepteur multi-antennes ne sont pas considérées dans l'évaluation énergétique, un système MIMO coopératif comprenant 2 antennes à l'émission et 2 antennes à la réception est toujours plus efficace qu'un système 2×1 .

C.3.2 868 MHz

Les résultats de simulation obtenus à 868 MHz sont illustrés sur les figures C.5 et C.6.

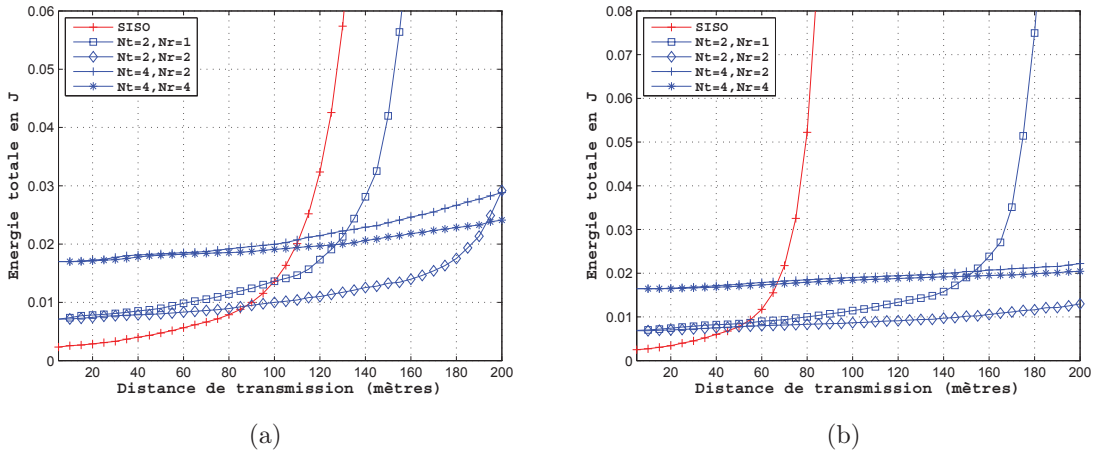


Figure C.5 : Energie totale consommée en fonction de la distance de transmission, pour les schémas SISO et STBC et : une longueur de trame de 100 bits (a) ; une longueur de trame de 500 bits (b).

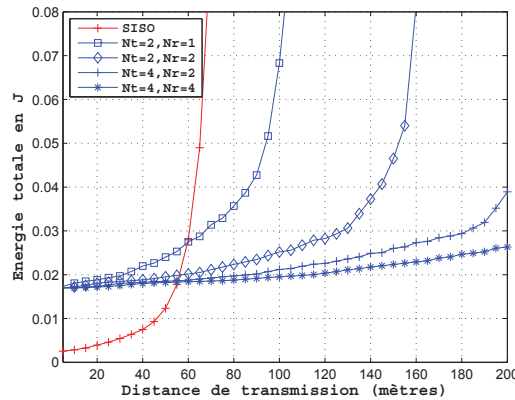


Figure C.6 : Energie totale consommée en fonction de la distance de transmission pour les schémas SISO et STBC et une longueur de trame de 1000 bits.

A cette fréquence, on observe le même phénomène que précédemment, à savoir une chute de l'efficacité des transmissions SISO avec l'augmentation de la taille des trames. Pour une longueur de trame de 100 bits (figure C.5(a)), l'efficacité énergétique d'une transmission classique SISO est la plus performante jusqu'à une distance de transmission $d = 90$ m. Après cette distance, c'est le schéma de transmission 2×2 qui est le plus efficace. Pour des longueurs de trames de 500 et 1000 bits (figures C.5(b) et C.6), la distance de transmission maximale pour laquelle la transmission SISO est la plus efficace est inférieure à 60 mètres. En conclusion, il apparaît clairement qu'en augmentant la fréquence porteuse, les portées de transmissions diminuent et impliquent que les schémas de transmissions MIMO coopératifs deviennent de plus en plus efficaces d'un point de vue énergétique comparé aux transmissions SISO classiques.

C.4 Conclusion sur l'intérêt d'un système MIMO coopératif

L'objectif de cette étude consistait à évaluer le potentiel d'un système de transmission MIMO coopératif dans un contexte de réseau de capteurs comme le nôtre. Pour cela, nous avons retenu les techniques MIMO basées sur les codes spatio-temporels en blocs car ces derniers présentent des besoins en termes de capacité de calcul beaucoup moins conséquents que des techniques de précodage. Cependant, cette étude a été réalisée dans un contexte particulier en supposant que l'énergie consommée en réception était négligeable si on considérait le noeud collecteur non contraint énergétiquement. De plus, notre approche diffère de celles menées communément dans la littérature scientifique car nous considérons que le choix du TEB ciblé doit résulter du compromis idéal entre la longueur des trames, la probabilité de retransmission et la consommation énergétique. A travers donc notre modèle d'énergie, nous avons exprimé la consommation d'énergie pour transmettre un bit correctement pour chaque type de transmission. Au final, les résultats observés ont montré plusieurs configurations pour lesquelles, l'utilisation d'un schéma MIMO coopératif pouvait être intéressante. Néanmoins, les résultats observés sont à contrebalancer avec la synchronisation très précise nécessaire en émission pour permettre aux noeuds coopérants de transmettre simultanément leurs données sur le canal de transmission. Qui plus est, ce type de système nécessite une estimation précise des coefficients du canal pour permettre au récepteur de décoder correctement les symboles STBC.

Conception d'un réseau de capteurs sans fil, faible consommation, dédié au diagnostic in-situ des performances des bâtiments en exploitation

RÉSUMÉ : Ce travail de thèse est le fruit d'une collaboration de recherche à travers une convention CIFRE entre le laboratoire XLIM-SIC de l'université de Poitiers et le Centre Scientifique et Technique du Bâtiment (CSTB) de Grenoble. L'objectif principal de cette thèse concerne la conception et l'optimisation énergétique d'un réseau de capteurs sans fil capable de mesurer in-situ, pendant plusieurs années, les performances énergétiques d'un bâtiment (luminosité, acoustique, température ...). Dans ce but, les travaux de recherche se sont principalement portés sur l'optimisation énergétique des communications sans fil du réseau à travers les couches basses du modèle OSI. Sachant que les performances de la couche physique impactent directement l'efficacité des autres couches, l'approche développée a consisté à modéliser de façon réaliste la chaîne de transmission numérique à partir du développement d'un modèle de canal qui tient compte de l'influence des personnes sur la qualité de transmission. Ensuite, à partir de cette modélisation de la couche physique et d'un modèle d'énergie existant, la qualité des liens radio a été évaluée de façon à trouver le meilleur compromis entre la robustesse et l'efficacité énergétique des transmissions radio. Pour étendre notre raisonnement à l'échelle d'un réseau, la suite des travaux s'est portée sur l'étude de la couche MAC. En raison de l'interdépendance des paramètres affectant la consommation, la méthode choisie a consisté à évaluer par une approche "cross-layer" les performances énergétiques de différents protocoles MAC, en prenant en compte l'impact des performances de la couche physique dans l'évaluation. Cette étude a ensuite permis d'aboutir à la définition d'un protocole efficace pour l'application visée. Enfin, la dernière partie des travaux a été consacrée à la réalisation d'un démonstrateur expérimental fonctionnant sur les bandes ISM 433 et 868 MHz et a permis de valider les propos théoriques développés tout au long de la thèse.

MOTS CLÉS : Couche physique, Couche MAC, Consommation, Energie, Modélisation, Canal de propagation, Transmissions numériques, Réseaux de capteurs.

Design of a low consumption wireless sensor network, dedicated to the in-situ diagnostic of buildings performances in operation

ABSTRACT : This PhD thesis is the result of a collaborative research through a CIFRE agreement between the XLIM-SIC laboratory at the University of Poitiers and the Scientific and Technical Center Building (CSTB) at Grenoble. The main goal of this thesis concerns the design and the energy optimization of a wireless sensor network able to measure during several years, the building energy performances (lighting, acoustics, temperature ..). To this end, research was mainly focused on the energy optimization of radio communications, through the lower layers of the OSI model. Because the physical layer performances directly impact the efficiency of the other layers, the approach was to model realistically the digital transmission chain from the development of a channel model which takes into account the people moving on the transmission quality. Then, from this physical layer model and an existing energy model, the quality of radio links has been evaluated in order to find the best trade-off between the robustness and the energy efficiency of radio transmissions. To extend our reasoning to a network scale, the following work has focused on the MAC layer study. Because of the interdependence of the parameters affecting consumption, the method chosen was to assess with a "cross-layer" approach, the energy performances of different MAC protocols, by taking into account the impact of the physical layer performances in the assessment. This study then resulted in the definition of an efficient MAC protocol for the aimed application. The final part of the work was devoted to the experimental design of a demonstrator operating on 433 and 868 MHz ISM bands, and allowed us to validate the theory developed during the thesis.

KEYWORDS : Physical layer, MAC layer, Consumption, Energy, Modeling, Propagation channel, Numerical transmissions, Wireless sensor networks.